radio und fernsehen

Zeitschrift für Radio · Fernsehen · Elektroakustik und Elektronik

Bauanleitung: Umbau der Kassetten des Kleinmagnettongerätes KMG 1

PREIS DM 2,00 · 11. JAHRGANG
VERLAGSPOSTORT LEIPZIG · FÜR DBR BERLIN
JULI 1962
14





AUS DEM INHALT

OBSAH

СОДЕРЖАНИЕ

VEB VERLAG TECHNIK
Verlagsleiter: Dipl. oec. Herbert Sandig
Berlin C 2, Oranienburger Straße 13/14.
Telefon 420019, Fernverkehr 423391, Fernschreiber 011441 Techkammer Berlin (Technikverlag), Telegrammadr.: Technikverlag Berlin

radio und fernsehen
Verantw. Redakteur: Dipl. oec. Peter Schäffer
Redakteure: Adelheid Blodszun, Ing. Karl Belter, Ing. Horst Jancke, Ing. Oswald Orlik
Veröffentlicht unter ZLN 5227 der DDR

Alleinige Anzeigenannahme:
DEWAG-WERBUNG BERLIN, Berlin C 2, Rosenthaler Str. 28/31 u. alle DEWAG-Betriebe in den Bezirksstädten der Deutschen Demokratischen Republik. Gültige Preisliste Nr. 1

Druck: Tribüne Druckerei Leipzig III/18/36

Erscheint zweimal im Monat, Einzelheft 2,— DM

Bestellungen nehmen entgegen
Deutsche Demokratische Republik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel, die Beauftragten der Zeitschriftenwerbung des Postzeitungsvertriebes und der Verlag
Deutsche Bundesrepublik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel und der Verlag
Auslieferung über HELIOS Literatur-Vertriebs-GmbH, Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141—167

Ausland:
Volksrepublik Albanien: Ndermarja Shetnore Botimeve, Tirana
Volksrepublik Bulgarien: Direktion R. E. P., Sofia, 11 a, Rue Paris
Volksrepublik China: Guozi Shudian, Peking, 38, Suchou Hutung
Volksrepublik Polen: P. P. K. Ruch, Warszawa, Wilcza 46
Rumänische Volksrepublik: Directia Generala a Postei si Difuziarii Presei Poltut Administrativ C. F. R. Bukarest
Tschechoslowakische Sozialistische Republik: Orbis Zeitungsvertrieb, Praha XII, Stalinova 46 und Bratislava, Leningradska ul. 14
UdSSR: Die städtischen Abteilungen „Sojuspetschatj" Postämter und Bezirkspoststellen
Ungarische Volksrepublik: „Kultura" Könyv és hirlap külkereskedelmit vállalat, P. O. B. 149, Budapest 62
Für alle anderen Länder: VEB Verlag Technik, Berlin C 2, Oranienburger Straße 13/14

CONTENTS

UNSERE LESER SCHREIBEN

Ich bin 19 Jahre, von Beruf Rundfunkmechaniker. Als ich diesen Artikel las, kam mir der Gedanke, es sei ein Aprilscherz; aber durch die Anmerkung der Redaktion hielt ich es wieder für unmöglich. – Ich halte es einfach für unmöglich, daß derartige blödsinnige Thesen von einem Menschen kommen, der Dr.-Ing. ist. Man müßte doch annehmen können, daß solche einfachen Verhältnisse der Leistungsanpassung einwandfrei beherrscht werden, zumal es sich hier nur um einfache Überlegungen handelt. Ich glaube, es wäre ein „starkes Stück“, wenn man das Wort „Es irrt der Mensch, so lang' er strebt“ als schützende Ausrede gelten lassen wollte.
Ich möchte den Verfasser, Herrn Dr.-Ing. Z. Resch auffordern, dazu Stellung zu nehmen!

W. K., Hettstedt

*

Der Aprilscherz in Nr. 7/62 „Neue Erkenntnisse über Leistungsverhältnisse bei Anpassung“ ist Ihnen gut gelungen. Der Autor des Beitrages, Dr. Ing. Scherz, hat es verstanden, nicht nur zum Schmunzeln anzuregen, sondern auch ein mathematisches Schulbeispiel dafür zu geben, daß man über eine einmal bestimmte Veränderliche nicht noch einmal als Veränderliche verfügen darf.

E. A., Tiefenort/Werra

*

Ich werde wohl nicht der einzige sein, der dahinter gekommen ist, daß es sich um einen Aprilscherz handelt. Aber ich muß auch gestehen, daß ich den Fehler beim ersten Durchlesen auch nicht gefunden habe.

H. F. Moskau

*

Es ist bemerkenswert, welche Verwirrung bereits zwei Widerstände und eine EMK anstiften können, es war kein schlechter April-(Z. Resch)$^{-1}$!

W. L., Freital

*

An diesem neuen Anpassungsverhältnis ist verblüffend, daß der Maximalstrom beim unendlich großen Außenwiderstand fließt. Das wirft natürlich z. B. eine Erkenntnis des Herrn Kirchhoff über den Haufen, der da wohl einmal behauptet haben soll, daß die Ströme den Widerständen reziprok proportional sind.

C. L., Berlin-Grünau

*

Die Erkenntnisse Ihres Dr.-Ing. (April)-Scherz sind ja erschütternd! Er müßte bloß noch erfinden, wie bei $I = O$ noch Energie umgesetzt wird.
Es ist ganz gut, wenn auch in einer technischen Zeitschrift mal der Humor zur Geltung kommt. Früher erschienen manchmal nette Bilder, wo sind die denn geblieben?
Die interessante Platte scheint mir etwas sehr in die Länge gezogen. In etwas kürzerer Fassung könnte man mehr Platten besprechen.

M. L., Zittau

*

Der Beitrag von Dr.-Ing. Z. Resch hätte beinahe zu einem ernsthaften Streit in meiner Ehe geführt. Nicht, was Sie vermuten, daß meine Frau etwas vom Inhalt versteht – sie ist Musiklehrerin und damit ungetrübt jeder Sachkenntnis. Aber ich möchte Ihnen das von vorn erzählen.
Nachdem ich den Artikel zweimal gelesen hatte, war ich von der Richtigkeit der mathematischen Beweisführung überzeugt. Ich hatte sogar bemerkt, daß Herr Dr.-Ing. Z. Resch die Größe der Bedeutung seiner Erkenntnis selbst nicht erkannt hatte.
Da ein sonniger Nachmittag war, hatte ich das Lichtnetz der Wohnung überhaupt nicht belastet, d. h. mit dem Widerstand unendlich. Das bedeutet aber 4fache Lichtrechnung gegenüber bei herkömmlicher Anpassung! Dem abzuhelfen habe ich sofort sämtliche Elektrogeräte eingeschaltet.
Meinen Sie, daß das meine Frau einsehen wollte, wo sie doch von Mathematik und Technik nichts versteht!
Sollten weitere ähnliche Beiträge erscheinen, sehe ich mich gezwungen, zwecks Erhaltung des Ehefriedens, Ihre Zeitschrift abzustellen!

F. V., Karl-Marx-Stadt

*

Auch diesmal kann man Ihre Redaktion zu dem gelungenen Aprilscherz beglückwünschen. Die an sich schon unglaubwürdige Feststellung in diesem Artikel wird durch den Nachsatz der Redaktion doch noch untermauert, und auch am Namen des Autors „Scherz“ kann man feststellen, daß Sie Ihre Leser wieder sehr nett in den April geschickt haben. Gegen die mathematische Beweisführung ist nichts einzuwenden, aber die aufgestellten Bedingungen für $N_{opt} = E^2/4\,Ra$ gelten nur bei Anpassung ($R_i/R_a = 1$). Wenn man also das Leistungsverhältnis N/N_{opt} bildet, darf man diese Bedingungen auch nicht vernachlässigen und $R_a > R_i$ oder sogar gegen ∞ gehen lassen ... Die Gleichung $N_{opt} = E^2/4\,R_a$ gilt eben nur unter der Bedingung $R_i/R_a = 1$.
Bei genauer Betrachtung liegt die Widerlegung dieser Feststellung, daß man eine größere Ausgangsleistung erhalte, also auf der Hand. Trotzdem war es wieder einmal etwas zum Überlegen, und ich danke Ihnen für Ihre Initiative für wirkliche Aprilscherze.

W. K., Leipzig

Siehe auch unsere Stellungnahme auf Seite 434.

Titelbild:

Unser Titelbild zeigt eine Teilansicht des Sendeturmes Dequede mit angebrachten Dipolstrahlern für Meterwellen. Näheres über spezielle Probleme von Meterwellensendern finden Sie auf Seite 427.

Foto: Werkfoto VEB Funkwerk Köpenick

Im nächsten Heft finden Sie unter anderem ...

- Ferritringkerne in digitalen Rechenautomaten
- Transistorzerhacker für einen Gleichstromindikator
- Bauanleitung: Ein Transistorprüfgerät für den Amateur
- Der Transistorvierpol und seine Beziehung zur Vierpoltheorie
- Bewertung des Klirrfaktors periodischer Funktionen aus ihrem zeitlichen Verlauf



▼ **Zwei Typen von Geigerzähler-Dosimetern** wurden vom Physikalischen Institut der bulgarischen Akademie der Wissenschaften in Sofia entwickelt. Die Geräte sind tragbar, nur 300 p bzw. 100 p schwer und sollen in Serie produziert werden.

▼ **Als Geschenk für das Volk von Somali** wird die Sowjetunion die Ausrüstung für einen 50-kW-Sender in Mogadischu liefern, am Bau des Sendehauses mitwirken und die Ausbildung einheimischer Spezialisten für den Betrieb des Senders übernehmen.

▼ **Eine Bildröhre ohne die bisher notwendige Implosions-Schutzscheibe** kündigte die französische Elektroindustrie für Ende 1962/Anfang 1963 an.

▼ **Ein Gerät zum automatischen Überprüfen von Schaltungen „AMP-1"** wurde im Pavillon „Radioelektronik" auf der Ausstellung der Erfolge der Volkswirtschaft der UdSSR gezeigt. Es kann im Laufe von 10 s die richtige Montage von 157 Schaltungen durchführen, ihre elektrischen Parameter messen und die Qualität der benutzten Bauelemente feststellen. Das Programm des Gerätes ist auswechselbar, so daß beliebige Schaltungen gemessen werden können.

▼ **Ab 1. Juli 1962** sind auf Grund der ständig erhöhten Leistungen des Deutschen Fernsehfunks die Gebühren für Fernseh- und Rundfunkempfang mit 7,— DM monatlich (bisher 4,— DM) festgelegt. Die Rundfunkgebühren betragen wie bisher 2,— DM monatlich.

▼ **Die Rundfunkgebühren in Dänemark** wurden um 20% von 100 auf 120 Dänenkronen pro Jahr erhöht.

▼ **Berichtigung:** In den Halbleiterinformationen im Heft 3 (1962) S. 80 bitten wir, bei der mittleren Leistungsverstärkung — U_{CE} = 6 V (statt 1 V) und beim Rauschfaktor — U_{CE} = 1 V (statt 6 V) zu setzen.
Heft 10 (1962): In Tabelle 1 auf S. 324 muß es bei der Leistung für M 102 b 180 (statt 120) heißen. In Tabelle 2 auf S. 325 ist bei 170 b die Sekundärwindungszahl in 1,33 abzuändern.

▼ **Die Ablieferungen der englischen Hersteller von Fernsehgeräten** an den Handel waren im 1. Vierteljahr 1962 um 15% niedriger als in der Vergleichsperiode 1961 und um 31% niedriger als Januar/März 1960. Die Produktion, die von 1960 auf 1961 fast um 50% fiel, ging im ersten Quartal 1962 weiter zurück; die Industrieablieferungen an den Groß- und Einzelhandel waren stark rückläufig im Gegensatz zur Produktion, deren Rückgang geringer war. Im Gegensatz zu dieser Marktlage berichtet der zuständige Verband (British Radio Equipment Manufacturers Association) für die ersten drei Monate des Jahres von einer Zunahme der Ablieferungen von Rundfunkgeräten an den Handel um 26% gegenüber Januar–März 1961 und um 45% mehr als vor zwei Jahren. Die steigende Tendenz wird auf zunehmende Beliebtheit von Transistorgeräten zurückgeführt. Es kommen gegenwärtig fast ebensoviel Transistorgeräte wie sonstige Rundfunkgeräte in den Handel.

▼ **Ein Abkommen** über die weitere Zusammenarbeit bei der Ausnutzung der Kernenergie für friedliche Zwecke wurde zwischen Vertretern der Sowjetunion und der ČSSR unterzeichnet. Vorgesehen ist insbesondere eine Zusammenarbeit in der Kernphysik und Radiochemie.

▼ **14 Rechenautomaten vom Typ ZRA 1** sind gegenwärtig in wissenschaftlichen Institutionen und in Industriebetrieben der DDR eingesetzt. In diesem Jahr kommen weitere zehn Automaten dieser Art hinzu.

▼ **Die Hersteller von Rundfunk- und Fernsehgeräten in Westdeutschland** haben ihre Produktion im I. Quartal 1962 weiter stark vermindert. Der gesamte Produktionswert bei Rundfunk- und Fernsehempfängern aller Typen ist im I. Quartal 1962 um 19,5% gegenüber dem gleichen Zeitraum 1961 gesunken. Hauptanteil daran hatten die TV-Empfänger, hier verminderte sich die Produktion um etwa 25%. Außerdem wurden 175 000 Tisch-Rundfunkgeräte weniger produziert.

Bildröhrenwiedergewinnung

Mit einem Kostenaufwand von etwa 216 000 DM werden gegenwärtig in der Abteilung Bildröhrenwiedergewinnung des Berliner Werkes für Fernsehelektronik Rekonstruktionsmaßnahmen durchgeführt. Moderne Transportbänder sollen den manuellen Transport der Bildröhren ablösen und den Ausschuß auf ein Minimum reduzieren. Die Abteilung erhält außerdem einen dritten Bildröhrenwaschautomaten und einen Heiztunnel. Die Abteilung Wiedergewinnung will alle die Bildröhren dem Produktionsprozeß wieder zuführen, die mit Kratzern behaftet sind. Auch unbrauchbare Röhren aus der laufenden Produktion des Betriebes und von Fernsehteilnehmern werden mit neuen Hälsen versehen und so wieder brauchbar gemacht.

Messung von niedrigen Temperaturen

Zum Messen von Temperaturen in der Nähe des absoluten Nullpunktes hat die amerikanische Firma Honeywell ein neuartiges Widerstandsthermometer herausgebracht. Das Widerstandselement besteht aus speziell dotiertem Germanium. Der Meßbereich reicht von 0,5 °···100 °K, und die Widerstandsänderung in diesem Temperaturbereich beträgt annähernd vier Zehnerpotenzen. Zum Beispiel ist der Widerstand bei 60 °K = 6 Ω, bei 20 °K = 60 Ω, bei 10 °K = 380 Ω und 2 °K = 8 kΩ. Äußerlich ähneln die neuartigen Germanium-Temperaturfühler einem Transistor. Bemerkenswert ist, daß sie je zwei Stromklemmen und zwei Potentialanschlüsse besitzen. Auf diese Weise werden geringfügige Änderungen des Übergangswiderstandes an den sperrschichtfreien Kontakten eliminiert.

Die japanische Transistorenproduktion

belief sich 1961 nach Angaben des japanischen Wirtschaftsministeriums auf 28,5% mehr als 1960, während die US-amerikanische Produktion nach Angaben der EIA (Electronic Industries Association) 46,9% mehr als 1960 erreichte. Die Exporte japanischer Transistoren im Jahre 1961 betrugen wertmäßig nach Angaben der Japan Electronic Industry Promotion Association 42% mehr als 1960, während Transistorradios 1961 2% weniger als 1960 exportiert wurden. In Kreisen der japanischen Transistorenfabrikanten herrscht Sorge über die wachsende amerikanische Konkurrenz und über die steigenden Absatzschwierigkeiten für japanische Transistoren und Radios auf dem amerikanischen Markt, der das wichtigste Ausfuhrgebiet für die japanischen Fabrikanten darstellt. Die USA haben im Jahre 1961 Japan von der führenden Stellung in der Weltproduktion von Transistoren auf den zweiten Platz verwiesen.

Elektronikbausteine aus Weida

Im VEB Wetron Weida wurden elektronische Zeitrelais entwickelt: der Zeitbaustein ZB 1, der Stabilisierungsbaustein SB 1 und der Relaisbaustein RB 1.
Der elektronische Zeitbaustein ZB 1 ist ein einzugverzögertes Relais. Er ist mit einem Kaltkatoden-Thyratron bestückt und gestattet die Zeitsteuerung von 0,5 bis 100 s stetig regelbar sowie bis 10 min fest einstellbar. Dieser Baustein kann durch eine Steckverbindung sehr schnell ausgewechselt werden. Durch verschiedene Zusatzeinheiten ergeben sich sehr große Anwendungsmöglichkeiten.
Um diesen Baustein von Netzspannungsschwankungen weitgehend unabhängig zu machen, kann im Bedarfsfalle der Stabilisierungsbaustein SB 1 vorgeschaltet werden. Er ist äußerlich dem ZB 1 völlig gleich.
Wird ein abfallverzögertes Relais benötigt, kann der ZB 1 mit dem Relaisbaustein RB 1 kombiniert werden. Dieser Baustein ermöglicht gleichzeitig eine Vervielfachung der Schaltkontakte eines ZB 1.
Mit den drei Grundbausteinen kann jeder Konstrukteur ein bestimmtes Zeitprogramm nach seinen Wünschen zusammenstellen. Dies wird durch die niedrigen Kosten der Bausteine besonders erleichtert. Zur Vervollständigung der bisherigen Bausteinreihe ist ein Kleinspannungsvorsatz (Transverterbaustein TB 1) vorgesehen, dessen Entwicklung jetzt abgeschlossen wurde. Dieser Baustein ermöglicht den Betrieb eines ZB 1 an Spannungen von 12 und 24 Volt.

Eine Karte der elektrischen Bodenleitfähigkeit

hat ein sowjetischer Physiker vom Territorium der UdSSR zusammengestellt. Die Kenntnis der genauen Bodenleitfähigkeit ist erforderlich, um neu zu bauende Rundfunksender zweckmäßig verteilen und ihre Frequenz sowie ihre Leistung richtig auswählen zu können. Die für dieses Kartenwerk erforderlichen Angaben wurden von vielen tausend Rundfunkamateuren gesammelt, die nach einer genauen Anleitung des Physikers in ihrem Wohngebiet unzählige Messungen vornahmen. In dem Werk fehlen vorerst noch Angaben aus den Gegenden, in denen der Boden zu jeder Jahreszeit gefroren ist. Die Erforschung dieser Gebiete soll in Kürze begonnen werden.

Höhenstrahlungs-Erforschung

Eine Station zur Erforschung der Höhenstrahlung mit unterirdischem Laboratorium wird gegenwärtig von der Sowjetunion im Tientschan-Gebirge in 3340 m Höhe gebaut. Bisher wurde ein 50 m langer Tunnel in das Gestein getrieben, ein zweistöckiges Gebäude mit einem 9 m tiefen Betonkeller, Werkstätten, Fotolabors und einer wissenschaftlichen Bibliothek errichtet. In dem Hauptgebäude ist ein hufeisenförmiger Elektromagnet von 180 t Gewicht aufgestellt worden, der künftig im Zusammenwirken mit drei sogenannten Wilson-Kammern die Spuren der Höhenstrahlung auf Filmband sichtbar machen soll.
Die Wissenschaftler wollen die Kernprozesse studieren, die beim Zusammenprall der Höhenstrahlung mit Erdstoffen und bei ihrem Eindringen in die Planetenrinde ablaufen. Die Forschungsarbeiten werden es ermöglichen, in weitere Geheimnisse der Materie, besonders in den Prozeß der Annihilation, der restlosen Umwandlung von Materie in Energie, einzudringen. Theoretische Berechnungen und Experimente besagen, daß bei der Verbindung von Teilchen mit ihren Antiteilchen Energien frei werden, die tausendmal so groß sind wie die der thermonuklearen Reaktionen.

Elektronenrechenmaschine wertet Grafik aus

„Auge" der Elektronenrechenmaschine nennen Fachleute ein Gerät, das grafische Darstellungen physikalischer Erscheinungen beobachtet und Angaben darüber ohne vorherige Programmierung dem Rechenautomaten zuführen kann. Das Gerät, von litauischen Physikern konstruiert, gibt dem Beobachter ein vollständiges Bild der Berechnungen, die beispielsweise der Ermittlung der Festigkeit von Materialien, des Charakters von Funkgeräuschen und anderen Erscheinungen gelten.

radio und fernsehen

ZEITSCHRIFT FÜR RADIO · FERNSEHEN · ELEKTROAKUSTIK · ELEKTRONIK

11. JAHRGANG · 2. JULIHEFT 14 1962

Spezielle Probleme von Meterwellensendern Teil 1

KLAUS K. STRENG

Die folgenden in sich abgeschlossenen Beiträge sollen eine Einführung in die Grundlagen der Rundfunksendetechnik im Meterwellengebiet geben. Dabei wird näher eingegangen auf die Sender im Band II (UKW-Hörrundfunk) und Band III (Fernsehen). Die Beiträge sind für einen großen Kreis von Interessenten wie Amateure, Studenten, Fernseh- und Rundfunkmechaniker usw. bestimmt. Die Anschaulichkeit wurde daher gegenüber der mathematischen Beweisführung in den Vordergrund der Betrachtungen gestellt.

Es darf als bekannt vorausgesetzt werden, welche große Bedeutung Sendeanlagen im Meterwellenbereich für den Hörrundfunk und das Fernsehen haben. Der Frequenzbereich, der hier zur Verfügung steht, erlaubt die Anwendung hochwertiger Modulationsverfahren (Breitband-Frequenzmodulation) bzw. die Übertragung von Informationen, die eine besondere Bandbreite erfordern (Fernsehen). Dennoch können im Meterwellenbereich eine große Anzahl gleichzeitig arbeitender Sender untergebracht werden, ohne daß es zu Interferenzstörungen durch sich überschneidende Sendekanäle kommt.

Diese Tendenz wird durch die Ausbreitungseigenschaften der Meterwellen begünstigt. Besonders die höherfrequenten Meterwellen (über 80 ··· 100 MHz) breiten sich hinter dem Horizont nur mit großer Dämpfung aus. Ihre Reichweite ist zwar von metereologischen und ionosphärischen Bedingungen abhängig [1, 2, 3], doch überschreitet sie selten einige hundert Kilometer. Es ist demzufolge möglich, in einem ausreichenden Schutzabstand von einem auf einer bestimmten Frequenz arbeitenden Sender einen anderen Sender auf gleicher Frequenz arbeiten zu lassen, ohne daß (im allgemeinen) gegenseitige Störungen zu befürchten sind. Für einen kleinen Bruchteil der Empfangszeit (in der Praxis unter 1%) muß zwar infolge Überreichweitenempfang von entfernten Sendern mit Störungen gerechnet werden, doch fällt diese Erscheinung selten ins Gewicht.

Für die hier allein interessierenden Hör- und Fernsehrundfunksender wurden bei internationalen Absprachen folgende Frequenzbereiche in Europa vorgesehen:

Band I 41 ··· 68 MHz (Fernsehen)
Band II 87,5 ··· 100 MHz (Hörrundfunk)
Band III 174 ··· 224 MHz (Fernsehen[1]))

Die Einteilung gilt in dieser Form nur für die nach der CCIR-Norm arbeitenden Sender, also auch für die DDR. Für die nach der OIRT-Norm arbeitenden Sender gilt:

48 ··· 66 MHz (Fernsehen)
66[2]) ··· 73 MHz (Hörrundfunk)
76 ··· 100 MHz (Fernsehen)
174 ··· 230 MHz (Fernsehen)

Die geringe Wellenlänge der Meterwellen erlaubt die Konstruktion von Antennen, die die Leistung bevorzugt in bestimmte Richtungen abstrahlen bzw. aufnehmen. Meist beschränkt man sich senderseitig auf eine Bündelung der Energie in der vertikalen Ebene, d. h. man unterdrückt die Strahlung nach oben und unten, da sie für den Empfang nutzlos wäre (Bild 1). Die Sendeenergie wird näherungsweise durch einen Fächer veranschaulicht, der um den senkrecht angeordneten Antennenträger angeordnet ist.

Je nach der räumlichen Orientierung der Strahlerelemente ist der elektrische Vektor der abgestrahlten Welle horizontal oder vertikal polarisiert. Im allgemeinen bevorzugt man die horizontale Polarisation, da sie einige Vorteile besitzt. Die Art der Polarisation muß selbstverständlich auf der Empfangsseite durch entsprechende Orientierung der Antenne berücksichtigt werden.

Als Strahlerelemente werden fast ausschließlich gestreckte Dipole verwendet (Bild 2). Gelegentlich findet man auch Breitbandformen (Bild 3). Im Interesse der Versorgung einer möglichst großen Fläche wird die Antenne so hoch wie möglich angeordnet (Bild 4).

Durch die Bündelung der Sendeantenne ist die in der Vorzugsrichtung (bzw. Vorzugsebene bei Rundstrahlern) abgestrahlte Senderleistung um den Antennengewinn größer als die Ausgangsleistung des Senders. Hierbei müssen freilich auch die Verluste in der Antennenleitung (Energieleitung) und in der Antenne selbst berücksichtigt werden. Während die maximalen Endstufenleistungen der Meterwellensender etwa um 10 kW liegen (im Band I bei etwa 30 kW), betragen die abgestrahlten Leistungen bis 100 ··· 250 kW und mehr. Die scheinbare Vergrößerung der Senderleistung durch den Antennengewinn kommt den Schwierigkeiten entgegen, die es bei kürzeren Wellenlängen bereitet, große Endstufenleistungen zu erzeugen.

Bild 1: Bündelung der Senderenergie in Form eines Fächers um die Sendeantenne (Rundstrahler)

[1]) Gemäß Vereinbarung auf der Stockholmer VHF/UHF-Konferenz 1961 werden einige Staaten, darunter die DDR, in Zukunft das Band III um einen Fernsehkanal erweitern dürfen. Das Band III reicht dann bis 231 MHz.

[2]) Der OIRT-Hörrundfunkbereich wird unterschiedlich angegeben.

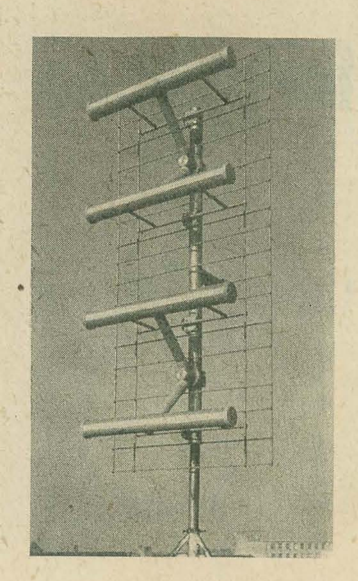


Bild 2: Gestreckte Senderdipole vor einer Reflektorwand (Foto: Siemens & Halske) ◀

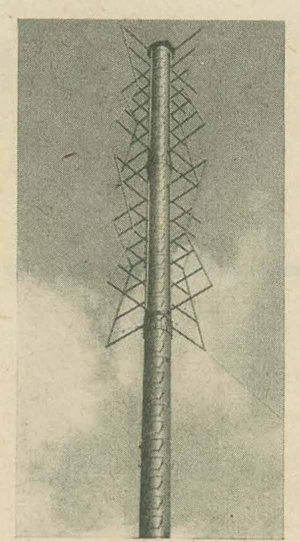


Bild 3: Breitbandantenne für Band I (Foto: VEB Funkwerk Köpenick) ▶

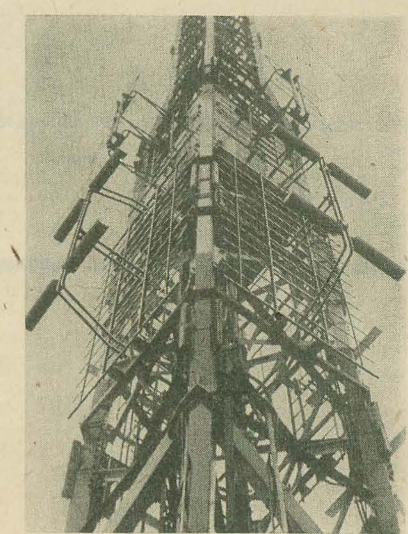




Bild 4: Dipolstrahler auf dem Turm Dequede (Foto: VEB Funkwerk Köpenick) [Rechts außen]

Schwingkreise bei Meterwellensendern

Vielen Amateuren und Technikern ist bekannt, welche Schwierigkeiten die technische Realisierung von Schwingkreisen bei kürzeren Wellenlängen bereitet. Versucht man, eine Röhre bei immer kürzeren Wellen zum Schwingen anzuregen, so entartet die Schwingkreisinduktivität schließlich zum Drahtbügel. Als Schwingkreiskapazitäten werden nur noch die „natürlichen" Kapazitäten, d. h. Schalt- und Röhrenkapazitäten, verwendet. Je nach Wahl des Röhrentyps gelingt das bis etwa 300 bis 500 MHz. Mit konventionellen Schwingkreisen ist die Röhre bei höheren Frequenzen nicht mehr zum Schwingen anzuregen, auch wenn sie selbst noch bei höheren Frequenzen ein Arbeiten gestatten würde.

Bei Senderöhren sind die Röhrenkapazitäten viel größer als bei den Miniatur- oder Novalröhren der Empfängertechnik. Es ist daher leicht einzusehen, daß schon bei wesentlich niedrigeren Frequenzen die Schwingkreisinduktivität hier zu einem Drahtbügel würde. Diese Betrachtung hat nur theoretischen Wert. Ein Schwingungskreis aus Drahtbügel und Röhrenkapazität hat eine außerordentlich schlechte Güte, d. h. einen niedrigen Resonanzwiderstand. Auch in der Sendertechnik werden an Schwingkreise bestimmte Mindestgüteforderungen gestellt. Für Meterwellensender verwendet man deshalb andere Schwingkreisformen — zumindest bei Sendern für Frequenzen über 50 MHz.

Man nutzt die ungleichmäßige Verteilung von Strom und Spannung längs einer Leitung aus, sobald deren Länge in der Größenordnung der Wellenlänge liegt [4, 5]. Dabei findet die am Ende kurzgeschlossene Viertelwellenlängenleitung als sogenannter Topfkreis am häufigsten Verwendung. Da die Theorie der Leitungskreise bzw. der Leitungen bei sehr hohen Frequenzen bereits des öfteren in dieser Zeitschrift behandelt wurde, kann sich die Erklärung des Topfkreises auf folgende Ausführungen beschränken:

Die am Ende kurzgeschlossene Viertelwellenlängenleitung wirkt an ihrem Anfang wie ein sehr großer Widerstand. Für die verlustlose Leitung läßt sich hier die bekannte Transformationsgleichung für den Viertelwellentransformator einsetzen:

$$\mathfrak{Z} = \sqrt{\mathfrak{R}_1 \cdot \mathfrak{R}_2} \qquad (1)$$

Nimmt man für $\mathfrak{R}_2$ den Wert Null an (Kurzschluß), so geht $\mathfrak{R}_1$ gegen unendlich, um Gleichung (1) zu erfüllen. Die Viertelwellenlängenleitung hat hier die Eigenschaften eines Parallelschwingkreises. Genau wie bei ihm bestimmen die Kreisverluste die Größe des endlichen Resonanzwiderstandes. Zu erwähnen ist, daß sich die Eigenschaften der Viertelwellenleitung auch bei den Längen $3\lambda/4$, $5\lambda/4$ usw. wiederholen. Bei Band-III-Sendern ist es gelegentlich aus mechanischen Gründen erforderlich, Topfkreise auf die Länge $3\lambda/4$ abzustimmen.

Am Eingang des Kreises (am offenen Ende der Leitung) liegt im allgemeinen eine Röhre mit ihren inneren Kapazitäten. Der Kreis ist dann kapazitiv belastet, seine Resonanzfrequenz verschiebt sich nach tieferen Frequenzen. Dies muß — will man die ursprüngliche Resonanzfrequenz wieder erreichen — durch eine entsprechende Gestaltung des Kreises berücksichtigt werden.

Zwischen Länge l und Wellenwiderstand Z des Topfkreises, Frequenz ω, Wellenlänge (im Leiter) λ und Belastungskapazität C besteht folgender Zusammenhang:

$$l = \frac{\lambda}{2\pi} \operatorname{arc\,cot} \omega C Z \qquad (2)$$

Die kapazitive Belastung muß beim Entwurf von Meterwellenstufen unbedingt berücksichtigt werden, da sie nach Gleichung (2) einen großen Einfluß auf die Länge des Topfkreises hat.

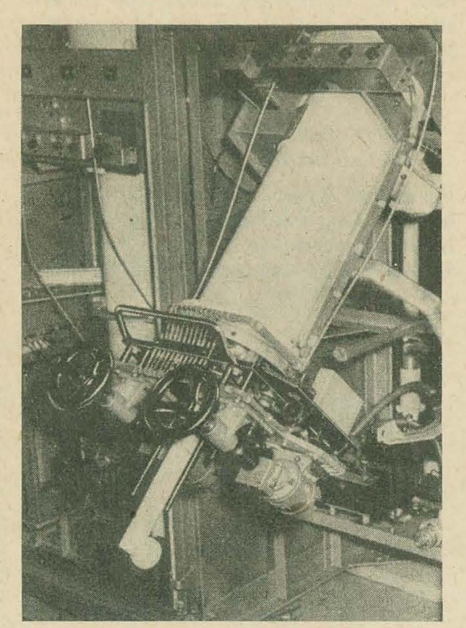


Bild 5: Herausgeklappter Sender-Topfkreis (VEB Funkwerk Köpenick)

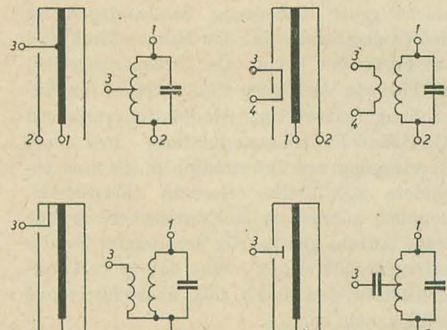
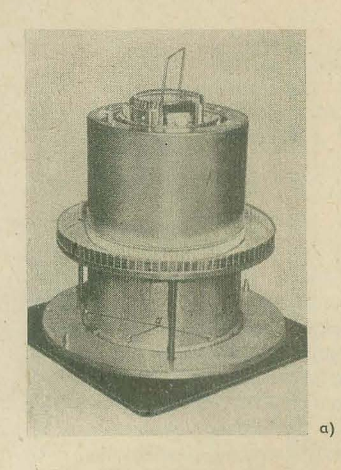


Bild 6: Einige Ankopplungsmöglichkeiten für Topfkreise und die äquivalenten Schaltungen beim Schwingungskreis mit konzentrierten Bauelementen

Wie jeder andere Schwingungskreis am Sender, muß auch beim Topfkreis ein gewisser Abstimmbereich bestehen. (Obwohl der einzelne Sender auf einer festgelegten Frequenz betrieben wird, wäre es unwirtschaftlich, ihn ausschließlich für diese Frequenz auszulegen.) Aus Gleichung (2) ergibt sich bereits die Möglichkeit, durch Veränderung der Belastungskapazität abzustimmen — etwa durch Parallelschalten eines kleinen Drehkondensators. Hiervon macht die Sendertechnik keinen Gebrauch. Das bei der niedrigsten Betriebsfrequenz schlechte L/C-Verhältnis des Kreises würde dessen Güte stark verringern.

Man geht deshalb den Weg der mechanischen Verkürzung (Posaune), obwohl diese Abstimmtechnik zu aufwendigen Konstruktionen zwingt. Bild 5 zeigt einen herausgeklappten Sender-Topfkreis mit Abstimmung durch



Längenänderung. Im Bild 6 sind einige Möglichkeiten gezeigt, den Topfkreis anzukoppeln oder anzuzapfen.
Schließlich noch kurz einiges über den Resonanzwiderstand von Topfkreisen:
Infolge des Skineffektes leitet nur die Oberfläche des Topfes. Diese muß darum eine besonders gute Leitfäigkeit aufweisen. Aus diesem Grunde sind polierte und sogar versilberte Oberflächen üblich. Gebräuchliche Werte für Kreisgüten in Meterwellensendern liegen bei einigen Tausend.
Topfkreise werden mit der jeweiligen Röhre zusammengebaut. Die koaxiale Bauweise der Senderöhren für Meterwellen kommt dieser

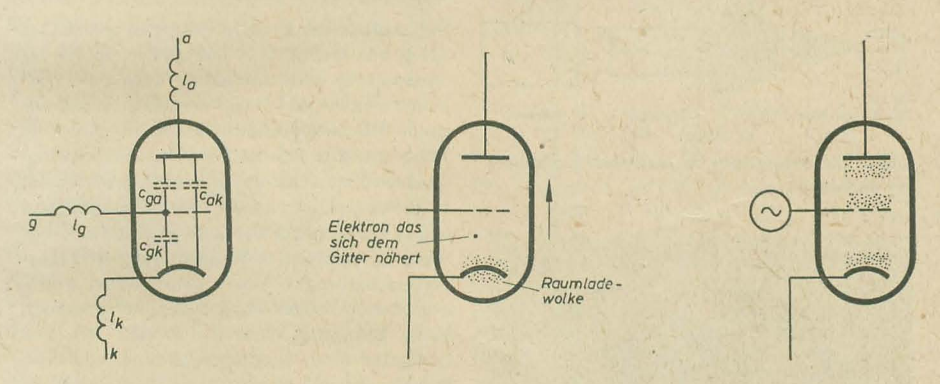


Bild 8: Die Blindwiderstände in der Elektronenröhre

Bild 9: Zur Veranschaulichung des Laufzeiteffektes in der Elektronenröhre (rechts)

Bild 10: Zusammenballung der Elektronen zu Paketen bei nicht mehr vernachlässigbar kleiner Elektronenlaufzeit

Tendenz entgegen. Bild 7 zeigt einen halb montierten Topfkreis mit der dazu gehörenden Röhrenfassung.

Die Elektronenröhre im Meterwellensender

Auch bei der Senderöhre treten bei hohen Frequenzen (über 10 ··· 30 MHz) einige spezielle Probleme auf.

Wichtig vor allem sind die Blindwiderstände in der Röhre und in ihren Zuleitungen. Verursacht werden sie von den Kapazitäten zwischen den einzelnen Elektroden und den Induktivitäten der Anschlußstifte oder anderer Kontaktformen (Bild 8). Warum sich diese Blindwiderstände erst bei hohen Frequenzen, dort aber progressiv auswirken, ist leicht zu verstehen. Die Kapazitäten — deren Blindwiderstände mit der Frequenz abnehmen —

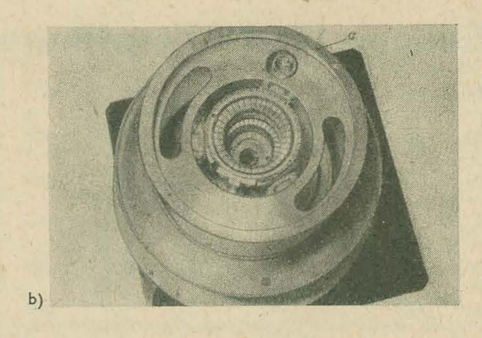


Bild 7: Zwei Ansichten eines halb demontierten Topfkreises. Im Bild b) ist deutlich die Koaxialfassung für die Senderöhre zu erkennen (Foto: VEB Funkwerk Köpenick)

liegen parallel zu Ein- und Ausgang der Stufe oder zwischen Ein- und Ausgang. Das erstere bedeutet, daß sie bei der Berechnung des Schwingkreises mit eingerechnet werden müssen, d. h. beim Leitungskreis bedingen sie eine zusätzliche Verkürzung. Eine Kapazität zwischen Ein- und Ausgang der Stufe ist weitaus schlimmer. Sie verursacht im allgemeinen eine Mitkopplung, die bei der Frequenz zur Selbsterregung führt, bei der der Anodenkreis leicht induktiv wirkt (Ursache der Huth-Kühn-Selbsterregung). Man ist dann, genau wie bei Triodenverstärkern für tiefere Frequenzen (etwa beim Mittelwellensender) gezwungen, die Stufe zu neutralisieren. Die Induktivitäten der Elektrodenzuleitungen wirken sich ebenfalls mit steigender Frequenz stärker aus.
Genau wie bei den Empfängerröhren macht sich auch bei den Senderöhren mit wachsender Frequenz die Laufzeit der Elektronen bemerkbar. Zur Veranschaulichung, wohin eine nicht mehr vernachlässigbare Elektronenlaufzeit führt, soll folgende Betrachtung dienen [6]:
Die geheizte Röhrenkatode ist ständig von einer „Raumladungswolke" aus Elektronen umgeben. Je nach dem Wert der jeweiligen Gitterspannung vermag eine mehr oder weniger große Menge Elektronen sich aus dieser Raumladewolke zu lösen und den Weg zur Anode anzutreten. Der Elektronenfluß ist in jedem Augenblick der steuernden Wechselspannung proportional.
Nehmen wir an, die Periode der steuernden Wechselspannung sei nicht mehr klein gegen die Flugzeit der Elektronen. Ein einzelnes Elektron hat die Reise von der Katode in Richtung Anode in dem Augenblick angetreten, in dem die Gitterwechselspannung ihr positives Maximum erreichte (Bild 9). Zwischen der Zeit des Abfluges von der Katode und der Ankunft im Gitterraum ist die Spannung am Gitter eine ganz andere geworden, im Falle des gewählten Beispieles geringer. Das Elektron wird deshalb durch die Wirkung der Gitterspannung gebremst bzw., ist seine Abfluggeschwindigkeit nicht groß genug, kehrt es sogar zur Katode zurück.
Erste Schlußfolgerung: Zwischen Gitterspannung und Anodenstrom besteht eine Phasenverschiebung. Da diese Phasenverschiebung innerhalb der Elektronenröhre entsteht, ist es richtig, der Steilheit bzw. dem Innenwiderstand der Röhre einen Phasenwinkel zuzuordnen. Dieser Winkel ist frequenzabhängig.
Beim Eintreffen des Elektrons im Gitterraum wird ein anderes Elektron aus dem Gittermaterial herausgedrängt und fließt über die Gitterzuleitung ab. Ursache ist die Influenz (gleichnamige Ladungen stoßen sich ab). Bei Entfernung des Elektrons aus dem Gitterraum in Richtung Anode tritt eine umgekehrte Wirkung ein, ein Elektron wird auf das Gitter gezogen. Da bei vernachlässigbar kleiner Laufzeit in jedem Augenblick stets die gleiche mittlere Menge Elektronen zum Gitter fliegen, wie vom Gitter fort, kompensieren sich die Influenzströme. Sie treten nicht nach außen auf.
Anders bei „langer" Laufzeit. Der Elektronenstrom innerhalb der Röhre ist nicht mehr homogen, so daß die Elektronen zu mehr oder weniger starken Paketen zusammengeballt sind, je nach Augenblickswert der steuernden Gitterspannung (Bild 10). Die Influenzströme kompensieren sich nicht bzw. nur unvollkommen; es tritt ein am Gitteranschluß meßbarer Strom auf. Da dieser Strom gleichfalls der steuernden Spannung folgt, hat er eine sinusförmige Zeitabhängigkeit; es ist ein Wechselstrom. Man kann die Wirkung dieses Stromes durch einen Widerstand zwischen Gitter und Katode der Röhre veranschaulichen. Er tritt nur bei hohen Frequenzen auf, bei denen die Elektronenlaufzeit berücksichtigt werden muß; er ist frequenzabhängig. Dieser Widerstand ist identisch mit dem „elektronischen Eingangswiderstand" bei den Empfängerröhren. Bei Senderöhren ist diese Kennzeichnung nicht üblich. Auch hier muß die erhöhte Leistung berücksichtigt werden, die bei hohen Frequenzen (auch bei A-Betrieb) am Gitter erforderlich ist. Man kann sehen, daß der elektronische Eingangswiderstand einer Elektronenröhre quadratisch mit der Frequenz abnimmt. Folglich steigt die Leistung an ihm mit der vierten Potenz der Frequenz (!).
Aus dieser Betrachtung ergibt sich der Schluß, daß bei hohen Frequenzen eine Rückkehr von Elektronen zur Katode beobachtet werden müßte. Unter anderem würden diese Elektronen eine stärkere Aufheizung der Katode verursachen, da sich — genau wie an jeder Röhrenanode — ihre kinetische Energie beim Aufprall in Wärmeenergie umsetzt. Eine zusätzliche Aufheizung der Katode kann auch festgestellt werden [7]. Sie tritt erst in der Nähe der Grenzfrequenz der Röhre auf, braucht deshalb bei korrekt dimensionierten Senderöhren im Meterwellenbereich kaum berücksichtigt zu werden.

Eine drahtlose Fernbedienung für TV-Empfänger

NORBERT PUDOLLEK

Zum bedienungstechnischen Komfort eines TV-Empfängers gehört nun einmal eine Fernbedienung, obwohl sie häufig als technische Spielerei, die der reinen Bequemlichkeit dient, betrachtet wird. Die Notwendigkeit einer Fernbedienung des TV-Empfängers, besonders bei Geräten mit einer größeren Bildröhre, wird nicht selten unterschätzt. Das trifft besonders bei der Einstellung des richtigen Verhältnisses von Kontrast und Helligkeit zu. Ähnlich ist es mit der Tonwiedergabe, die sich vom Standpunkt des Betrachters aus, besonders in größeren Räumen, besser einstellen läßt. So sollte jedes moderne Fernsehgerät zumindest eine Anschlußmöglichkeit für eine Fernbedienung besitzen.

Bei einfacheren Schwarz-Weiß-Empfängern begnügt man sich meist mit einer Fernregelmöglichkeit für Helligkeit, Kontrast und Lautstärke. Derartige Fernregler werden im allgemeinen über mehradrige Kabel durch eine Steckvorrichtung mit dem Empfänger verbunden. Die Potentiometer im Fernregler schaltet man den eingebauten Reglern im Empfänger über Trennwiderstände parallel. Eine Kanalumschaltung über die Fernbedienung erfordert bereits mechanische Einrichtungen. Für diesen Zweck bedient man sich teilweise einer pneumatischen Umschaltvorrichtung, indem z. B. mittels eines Gummiballes Luft über einen längeren Schlauch in einen Zylinder gedrückt werden kann. Der dazu gehörende Kolben bewegt dann über ein Gestänge schrittweise den Kanalumschalter.

Mit der ständigen Weiterentwicklung der TV-Empfänger, die durch die Anwendung von Automatik- und Regelschaltungen charakterisiert ist, veränderte sich auch der Aufbau der Fernbedienungen. Anstelle der bisherigen drahtgebundenen Fernbedienungen wird in Luxusgeräten im zunehmenden Maße eine drahtlose Fernsteuerung verwendet, die zweifellos als elegantere Lösung einer Fernbedienung angesehen werden muß.

Allerdings ist für eine drahtlose Fernbedienung des Empfängers ein ganz erheblicher Mehraufwand an Bauelementen notwendig, der zu der drahtgebundenen Ausführung in gar keinem Verhältnis steht. Es soll dahingestellt bleiben, inwieweit der Materialaufwand für diesen Zweck angebracht ist. Im westlichen Ausland werden nicht zuletzt aus Konkurrenzgründen zahlreiche Fernsehempfängertypen mit derartigen Fernbedienungen ausgestattet, dessen technische Lösungen zweifellos sehr interessant sind.

Im folgenden Beitrag wird eine drahtlose Fernbedienung anhand eines amerikanischen RCA-Farb-TV-Empfängers beschrieben. Diese technisch interessante Ausführung dürfte auch dem Amateur manche Anregung für seine Modellsteuerung geben (Bild 1).

Der Komplex einer drahtlosen Fernbedienung läßt sich prinzipiell in drei Baugruppen einteilen, nämlich in Signalgeber (Senderteil), Signalempfänger und elektrischen bzw. mechanischen Regelteil. Im Bild 2 wird das Prinzip der Fernbedienung gezeigt.

Im sogenannten Signalgeber, der den eigentlichen Fernbedienungsteil darstellt, können zunächst die gewünschten Einstellungen des Fernsehempfängers über Tasten und Regler vorgenommen werden, wodurch entsprechende elektrische Signale entstehen. Diese Steuersignale müssen für eine drahtlose Übertragung bis zum Empfänger hin geeignet sein. In der Regel werden dazu Frequenzen verwendet, die innerhalb des Ultraschallwellenbereiches liegen. Bei der Übertragung bedient man sich meist einer Modulation, die eine Art Frequenzmodulation darstellt, indem beispielsweise die Frequenz des Senders getastet wird. Vielfach benutzt man auch eine konstante Senderfrequenz, die impulsartig zerhackt wird. Im Empfänger werden die Steuersignale in Schaltspannungen umgewandelt, die das entsprechende Regelorgan in Tätigkeit setzen. Als Regelorgane werden magnetische Systeme, Relais und Motoren verwendet. In den seltensten Fällen benutzt man das demodulierte Steuersignal direkt zur Regelung, indem z. B. für die Helligkeitsregelung über eine Brückenschaltung die Spannung am Bildröhrengitter beeinflußt wird.

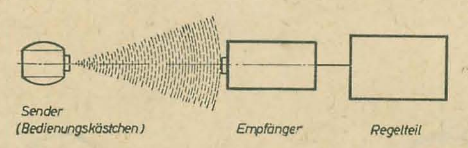


Bild 2: Grundsätzlicher Aufbau einer drahtlosen Fernbedienung

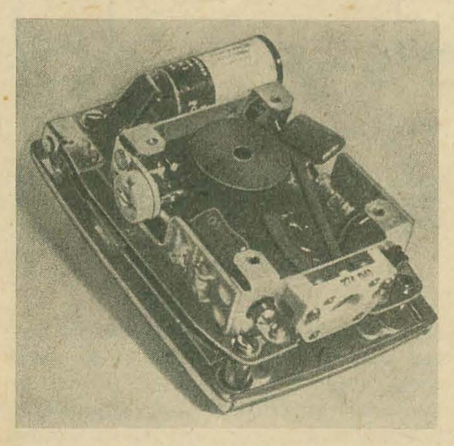


Bild 3: Ausführung des Senderteiles in gedruckter Schaltung

Senderteil

Den Aufbau der Fernbedienung in gedruckter Schaltung zeigt Bild 3, während im Bild 4 das dazugehörige Schaltschema dargestellt ist. Dieser Senderteil besteht im wesentlichen aus einem Rückkopplungsoszillator, der mit dem Transistor 2 N 406 bestückt ist. Der Schwingkreis wird zunächst aus L_1 und C_1 gebildet. Im Interesse einer hohen Ausgangsspannung wurde die auf einen Topfkern gewickelte Kreisspule L_1 in üblicher Weise angezapft (Transverterschaltung). Über dem Schwingkreis liegt der statische Schallsender, der praktisch keine Belastung darstellt, so daß mit dem Oszillator eine Ausgangsspannung von etwa 650 V_{ss} erzeugt werden kann. Die damit erzielte Feldstärke des statischen Strahlers reicht zur Überbrückung der in Frage kommenden Entfernung bis zum Empfänger hin aus.

Prinzipiell kann der Schallsender mit einem Plattenkondensator verglichen werden. Bei ansteigender Plattenspannung ziehen sich die beiden Platten an. Dabei ist es gleichgültig, welche Richtung die Spannung besitzt. Es gibt sowohl für die positive als auch für die negative Halbwelle der Sinusspannung eine Schwingung der als Membrane ausgebildeten Kon-

Bild 1: Bedienungskästchen der RCA-Fernbedienung

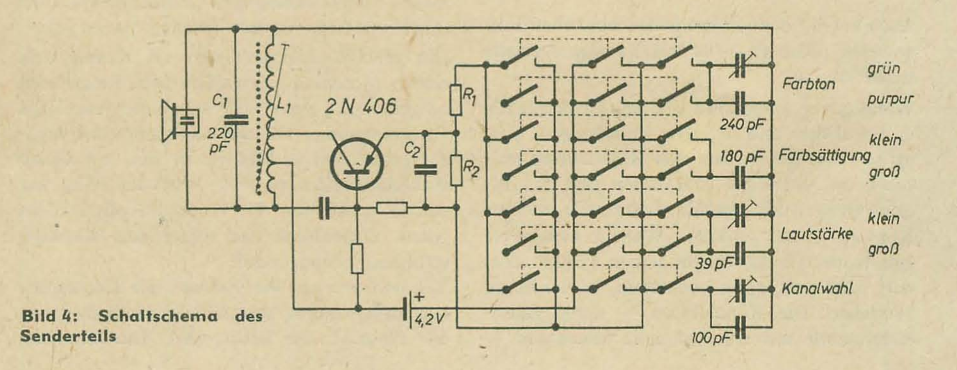


Bild 4: Schaltschema des Senderteils

densatorplatte. Dadurch haben die abgestrahlten Schallwellen gegenüber der angelegten Spannung die doppelte Frequenz. Die Stromversorgung des Bedienungskästchens übernimmt die eingebaute 4,2-V-Spezialbatterie in Miniaturausführung von der RCA. Mit dieser Fernbedienung sind nachstehende Einstellungen möglich:

1. Lautstärkeregelung auf } gekuppelt mit einem zweistufigen Netzschalter
2. Lautstärkeregelung zu }
3. Farbtonregelung nach Grün
4. Farbtonregelung nach Purpur
5. Farbkontrast auf
6. Farbkontrast zu
7. Schrittweise Kanalumschaltung

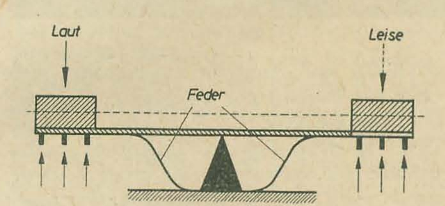


Bild 5: Schematischer Aufbau der Doppelkipptaste

Sämtliche Einstellungen können an den Kipptasten des Bedienungskästchens ausgelöst werden. Für die Kanalumschaltung dient eine einfache Taste, während die übrigen Tasten als Doppelhebel ausgeführt sind. Dadurch gibt es für jeden Regler nur eine einzige Taste, die beispielsweise für eine Vergrößerung der Lautstärke nur noch auf der rechten, für eine Verminderung dagegen auf der linken Seite niedergedrückt zu werden braucht. Bei nichtgedrückter Taste befindet sich dieser Hebel (Bild 5) in Mittelstellung, so daß sämtliche Kontakte geöffnet sind und der Batteriekreis unterbrochen bleibt. Über die einzelnen Tasten können dem Oszillator bestimmte Kondensatoren parallel geschaltet werden.
Insgesamt wären für die Durchführung aller Einstellungen sieben verschiedene Sendefrequenzen erforderlich. Ebenso müßte der Empfänger für die Fernbedienung sieben Kanäle besitzen. In dieser RCA-Fernbedienung begnügt man sich mit einer einzigen Frequenz für jeden Reglertyp, so daß insgesamt nur vier Frequenzen erforderlich sind, nämlich
17,875 kHz für die Farbtonregelung,
19,125 kHz für die Farbsättigungsregelung,
20,375 kHz für die Kanalumschaltung und
21,625 kHz für die Lautstärkeregelung einschließlich Netzschalter

Die Drehrichtung der Regler, z. B. für die Lautstärke — auf oder zu — wird durch eine zusätzliche Amplitudenmodulation des Senders gesteuert. Dazu wird die Zeitkonstante im Kollektorzweig des Transistoroszillators im Verhältnis 1 : 3 umgeschaltet. Die Vergrößerung der Zeitkonstante bewirkt, daß sich über C_2 eine Gleichspannung aufbaut, die den Oszillator verriegelt, so daß die Schwingungen abreißen und solange ausbleiben, bis die Ladung über R_2 wieder abgeflossen ist. Es

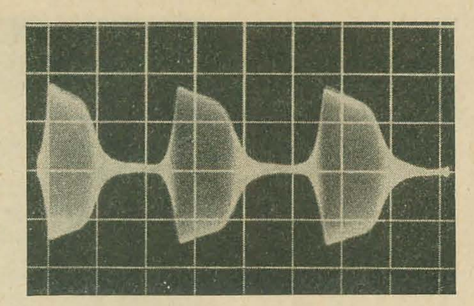


Bild 6: Oszillogramm der vom Sender abgestrahlten Ultraschallwellen
a) Sperrschwingerbetrieb (Rechtslauf) und **b) Sinusgeneratorbetrieb (Linkslauf)**

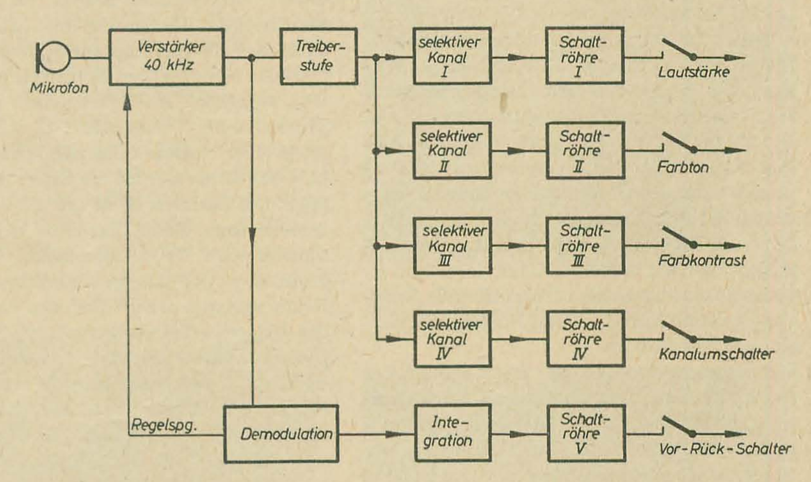


Bild 7: Blockschaltbild des Signalempfängers

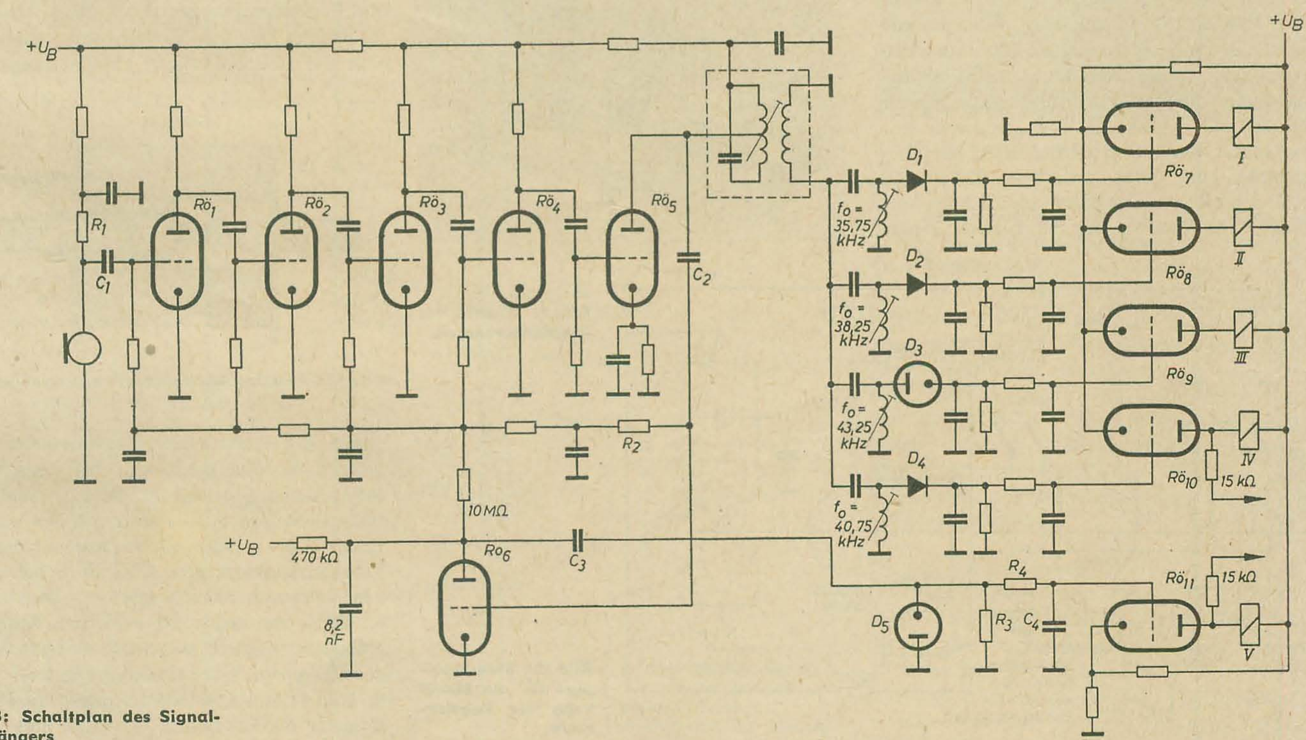


Bild 8: Schaltplan des Signalempfängers

entsteht somit eine typische Sperrschwinger-Kurvenform, die im Bild 6a gezeigt wird.

Der Signalempfänger

Der Empfängerteil der Fernbedienung benötigt insgesamt elf Triodensysteme für die Umwandlung der Sendersignale in Ströme, die ausreichen, die Relais für die Steuerung der Regelorgane auszulösen. Das Blockschaltbild im Bild 7 läßt die Arbeitsweise der Empfängerschaltung, die im Bild 8 dargestellt ist, erkennen.

Der Empfangsteil besitzt einen vierstufigen RC-Verstärker, an dessen Ausgang über eine breitbandige Treiberstufe vier selektive Kanäle angeschlossen sind. Für die Übermittlung der Drehrichtung der Regler ist ein zusätzlicher Kanal vorgesehen.

Das Empfangsmikrofon für die Ultraschallwellen des Senders ist ebenso wie der Schallwandler des Bedienungskästchens eine elektrostatische Ausführung. Es handelt sich hier um die Spezialausführung eines Kondensatormikrofons. Das etwa pfenniggroße Mikrofon ist an der Frontseite des Fernsehempfängers angeordnet, die einen entsprechenden Ausschnitt aufweist.

Vergleicht man das Mikrofon wieder mit einem Plattenkondensator, so läßt sich seine Wirkungsweise leicht erkennen. Der Kondensator erhält über R$_1$ eine Gleichspannung von 160 V. Die als Membrane ausgebildete Platte vollführt Schwingungen im Rhythmus der Ultraschallwellen des Senders. Die dadurch verursachte Kapazitätsänderung des Kondensators erzeugt einen sogenannten Verschiebungsstrom, der an dem Arbeitswiderstand R$_1$ einen Spannungsabfall verursacht. Die Spannung gelangt über C$_1$ an den Eingang des vierstufigen Verstärkers.

Das Kondensatormikrofon liefert infolge der angelegten Gleichspannung eine Wechselspannung, dessen Frequenz mit der der Ultraschallwellen übereinstimmt. Die Intensität der empfangenen Ultraschallwellen kann je nach Abstand zum Senderteil und der akustischen Beschaffenheit des Raumes sehr unterschiedlich sein. Der RC-Verstärker wird deshalb über alle vier Stufen geregelt, damit am Ausgang eine weitgehend konstante Signalspannung zur Verfügung steht. In den vier Trioden Rö$_1$ ··· Rö$_4$, die den geregelten RC-Verstärker darstellen, werden alle vier Frequenzen, die jetzt zwischen 37,75 und 43,25 kHz liegen, annähernd gleich hoch verstärkt. Im Anodenzweig der fünften Triode (Rö$_5$) liegt ein abgestimmter Übertrager, an dessen Sekundärwicklung vier Reihenschwingkreise angeschlossen sind. Damit werden die einzelnen Frequenzen ausgesiebt, die nun im Abstand von 2,5 kHz auftreten. Infolge der Saugkreiswirkung wird ein Übersprechen in die anderen Kanäle sicher verhindert. Jeder dieser vier Kanäle besitzt einen eigenen Gleichrichter. Die gerichtete Spannung wird dann über die Zeitkonstantenglieder geglättet und den Gittern der Schaltröhren Rö$_7$ bis Rö$_{11}$ zugeführt. Als Schaltröhren wurden die Trioden 6 EV 7 verwendet. Über den Spannungsteiler zwischen Betriebsspannung, Katode und Masse werden die Gitter negativ vorgespannt. Dadurch fließt nur ein sehr kleiner Anodenstrom. Beim Eintreffen eines Steuersignales wird die entsprechende Schaltröhre geöffnet, so daß das im Anodenkreis liegende Relais angezogen wird und den entsprechenden Regler in Tätigkeit setzt.

Die Schaltröhre für die Kanalumschaltung (Rö$_{10}$) läßt sich mit einem Widerstand von 15 kΩ über einen Handschalter am Fernsehempfänger überbrücken. Auf diese Weise kann das Relais und damit der Kanalschalter auch ohne Fernbedienung in Tätigkeit gesetzt werden. Von der Anode der Röhre Rö$_5$ wird über C$_2$ die Trägerspannung an das Gitter von Rö$_6$ geführt. Die verhältnismäßig große Zeitkonstante von 27 mS (C$_2$, R$_2$) sorgt für eine negative Gittervorspannung, die von der Amplitude abhängig ist. Diese Spannung wird nach entsprechender Verzögerung für die Regelung des vierstufigen RC-Verstärkers verwendet. Bei Sperrschwingerbetrieb des Senders ist die Zeitkonstante im Gitterkreis aber klein genug, um der Modulationsfrequenz von 60 Hz zu folgen (Spitzengleichrichtung). An der Anode entstehen dann 60-Hz-Spannungsimpulse, die über die RC-Glieder C$_3$, R$_3$ und R$_4$, C$_4$ in Verbindung mit der Röhrendiode D$_5$ zu einer Steuerspannung integriert werden. Damit wird die ebenfalls vorgespannte Schaltröhre Rö$_{11}$ gesteuert. Bild 9 zeigt das Chassis des Empfängerteiles.

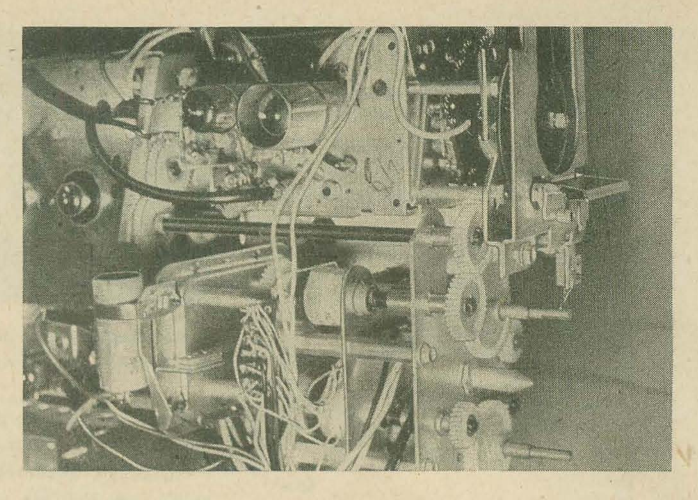
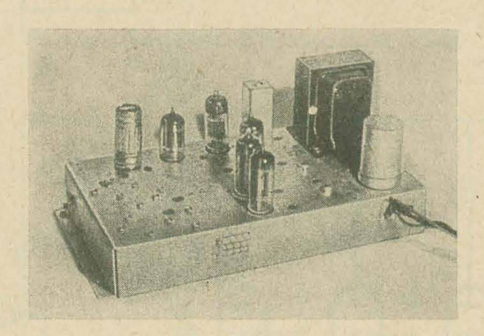


Bild 11: Teilansicht des Fernsehempfängerchassis mit den mechanischen Regeleinrichtungen



▲ **Bild 9: Ansicht des Empfängerchassis**

Bild 10: Stromlaufplan für die Steuerung der Regelorgane

Der Regelteil

Im Bild 10 ist der Stromlaufplan des gesamten Regelteiles dargestellt. Der Hauptbestandteil dieser Baugruppe ist ein umschaltbarer Motor, der als Antrieb für die normalen Potentiometer und den Kanalumschalter im Bedienungsfeld des Fernsehempfängers dient. Diese Art Fernbedienung hat den Vorteil, daß unabhängig von der Handeinstellung am Empfänger der ganze Regelbereich der Potentiometer ausgenutzt werden kann, was bei einfacheren Fernbedienungen mit parallel geschalteten Potentiometern nicht immer möglich ist. Die Relais Rel$_I$ ··· Rel$_{IV}$, die am Ausgang der vier Frequenzkanäle liegen, sind die Schalter für den entsprechenden Reglertyp. Durch Anwendung von elektromechanischen Kupplungen ist es möglich, mit einem einzigen Motor auszukommen. Über ein Zahnradgetriebe, das im Bild 11 zu erkennen ist, können die Potentiometer für Lautstärke, Farbton und Farb-

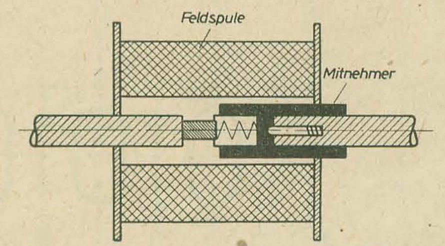


Bild 12: Prinzip einer magnetischen Kupplung

Dimensionierung von Stabilisierungsschaltungen mit Zenerdioden

H. ZIPPERLING und W. KIRCHNER

Mit Beginn des zweiten Halbjahres 1962 wird die Produktion von Zenerdioden im VEB Halbleiterwerk Frankfurt/Oder aufgenommen. Dadurch werden diese Bauelemente auch dem Amateur in steigendem Maße zugänglich. Da vielfach noch Unklarheiten über die Wirkung und Dimensionierung von Schaltungen mit Zenerdioden bestehen, soll im nachfolgenden Beitrag versucht werden, dem Amateur die für den Aufbau solcher Schaltungen notwendigen Grundlagen und mathematischen Hilfsmittel zu vermitteln. Insbesondere sollen für den häufig vorkommenden Fall der Stabilisierung von Ausgangsspannungen die notwendigen Erläuterungen gegeben werden.

Charakteristik der Zenerdiode

Die Zenerdiode ist ein Halbleiterbauelement auf Siliziumbasis, dessen Kennlinie in Sperrrichtung den im Bild 1 angegebenen Verlauf zeigt. Man erkennt, daß bis zu einer gewissen Spannung — der Zenerspannung — praktisch kein Strom in Sperrichtung fließt. Erst jenseits der Zenerspannung steigt der Strom stark an. Im Idealfall ist der Anstieg des Stroms bei Zenerspannung unendlich groß. In der Praxis (Bild 2) verläuft die Kennlinie nicht

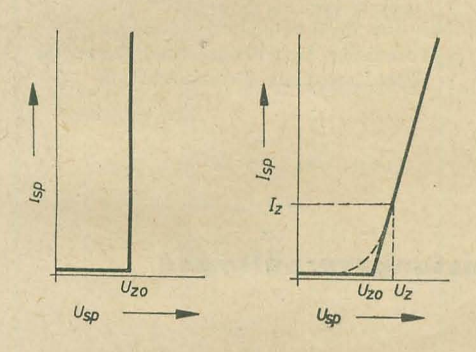


Bild 1: Kennlinie von Zenerdioden im Sperrbereich bei Idealfall

Bild 2: Kennlinie von Zenerdioden mit nicht vernachlässigbarem dynamischen Widerstand

senkrecht zur Spannungsachse, sondern ist geneigt. Diese Neigung entspricht einem Widerstand, den man hier als dynamischen Widerstand R_z bezeichnet. Auf diesen dynamischen Widerstand ist unbedingt bei der Dimensionierung Rücksicht zu nehmen. Seine Größe ist von Diode zu Diode verschieden und im allgemeinen aus den Kenndaten zu entnehmen. Bei Zenerdioden mit Zenerspannungen von 6 ··· 10 V liegt er bei 1 Ω. Es ist wichtig, darauf zu achten, daß die in den Kenndaten angegebenen Werte für die Zenerspannung nur für einen mit 0,1 A festgelegten Strom gelten. Diese Festlegung ist deshalb notwendig, um zu verhindern, daß der Arbeitspunkt in den gekrümmten Bereich der Kennlinie fällt (siehe Bild 2). Dieser Wert ist gleichzeitig als zulässiger Maximalwert für den Zenerdiodenstrom anzusehen.

Stabilisierung von Gleichspannungen

Leerlauffall

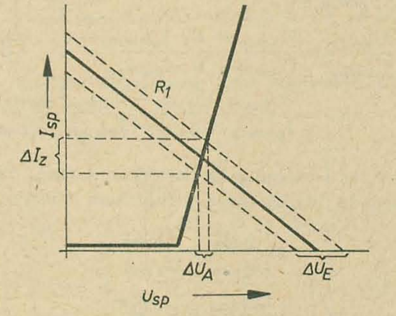
Die übliche Grundschaltung zur Spannungsstabilisierung ist im Bild 3 dargestellt. Als Voraussetzung ist unbedingt erforderlich, daß die Eingangsspannung über der Ausgangsspannung U_A liegt, wie aus folgendem Text zu ersehen ist. Das bedeutet aber, daß man einen Spannungsteiler aufbauen muß, um auf die gewünschte Ausgangsspannung zu kommen. Im Leerlauffall ergeben sich folgende Beziehungen:

$$U_E = R_1 \cdot I_z + U_A \qquad (1)$$
$$U_A = R_z \cdot I_z + U_{zo}$$

Die Stabilisierungswirkung der Schaltung erkennt man am deutlichsten aus Bild 4. Der

Bild 3: Schaltung der Stabilisierungsanordnung (Zenerdiode als Reihenschaltung von dynamischem Widerstand und Batterie dargestellt)

Bild 4: Wirkungsweise von Zenerdioden im Leerlauffall



Schnittpunkt der Widerstandsgeraden mit der Kennlinie ergibt sofort den Zenerstrom I_z und die Ausgangsspannung U_A. Verschiebt man die Widerstandsgerade für R_1 parallel, d. h. ändert man die Eingangsspannung, so ändern sich zwar die Werte für I_z sehr stark, aber die Änderung von U_A wird um so kleiner, je kleiner R_z und je größer R_1 ist. Daraus folgt, daß sich bei gleichen Spannungsschwankungen von U_E durch Vergrößerung von R_1 und U_E kleinere Änderungen der Ausgangsspannung bei festem R_z ergeben.

Belastungsfall

Um die Schaltung richtig zu dimensionieren, muß man beachten, daß im Belastungsfall durch I_A ein zusätzlicher Spannungsabfall an R_1 erfolgt. Dann sind die Gleichungen (1) wie folgt abzuändern:

$$U_E = R_1 (I_z + I_A) + U_A \qquad (2)$$
$$U_A = R_z \cdot I_z + U_{zo}$$

Stabilisierung von Wechselspannungen

Wie in dem Artikel von W. Richter — radio und fernsehen 6 (1962) S. 175 — ausgeführt, ist es möglich, mit Hilfe von zwei gegeneinander geschalteten Zenerdioden Wechselspannungen zu stabilisieren. Dabei darf — wie im

---

(Fortsetzung von Seite 432)

sättigung oder der Kanalwähler mit der Motorwelle verbunden werden, so daß sich beim Betätigen der Fernbedienung die entsprechenden Knöpfe mitdrehen. In diesen Kupplungen werden die beiden zueinander gehörenden Wellen durch einen Mitnehmer verbunden, der im Normalfalle (im stromlosen Zustand) mit Hilfe einer Feder so verschoben wird, daß beide Wellen getrennt sind. Der Mitnehmer besteht aus magnetisierbarem Material und befindet sich innerhalb einer Feldspule. Bild 12 zeigt den schematischen Aufbau einer derartigen Kupplung.

Die Feldspulen der Kupplungen sind auf der einen Seite mit den Schaltkontakten des entsprechenden Relais verbunden und werden andererseits über die Feldwicklung des sogenannten Start-Relais (Rel_{VI}) an die Gleichspannung von 36 V gelegt. Sobald eines der Relais I ··· IV anzieht, wird immer das Startrelais für den Motor in Tätigkeit gesetzt, das über die Schaltkontakte des Drehrichtungsrelais Rel_V den Stromkreis für den Motor schließt. Der 24-V-Wechselstrommotor besitzt eine umschaltbare Feldwicklung.

Bei angezogenem Relais IV für die Kanalumschaltung wird neben der entsprechenden Kupplung noch das Relais V unter Strom gesetzt, so daß dafür der Motor nur eine einzige Drehrichtung hat. In allen anderen Fällen hängt die Drehrichtung von der Steuerspannung an $Rö_{11}$ ab. Für die erwähnte Handeinstellung des Kanalwählers ist der Tastenschalter S_1 vorgesehen, während S_2 als sogenannter Kanal-Stop-Schalter über einem Nockenrad, das auf der Schaltwelle des Kanalwählers sitzt, dafür sorgt, daß der Kanalwähler nur schrittweise weitergedreht werden kann.

An dem Lautstärkepotentiometer sind in üblicher Weise zwei Netzschalter angebaut. Bei Rechtsdrehung wird zunächst der Schalter, der den Netzteil der Fernbedienung unter Strom setzt, und dann erst bei weiterer Rechtsdrehung der Fernsehempfänger selbst eingeschaltet. Dadurch kann der Fernsehempfänger mit Hilfe der Fernbedienung ein- und ausgeschaltet werden. Es ist außerdem möglich, über die Fernbedienung auch den Netzteil für die Fernbedienung auszuschalten.

Gleichstromfall — der dynamische Widerstand der Zenerdiode nicht vernachlässigt werden.

Optimale Bedingungen für die Stabilisierung von Gleichspannungen

Abschließend soll an einem Beispiel erläutert werden, wie eine Zenerdiodenschaltung zu dimensionieren ist. Es wird ein dynamischer Widerstand von 1 Ω vorausgesetzt. Es liegt folgendes Problem vor:

Bei einer gegebenen Eingangsspannungsschwankung zwischen $U_{E\,min}$ und $U_{E\,max}$ soll die Ausgangsspannung zwischen $U_{A\,min}$ und $U_{A\,max}$ liegen.

$$U_{E\,min} = U_{A\,min} + R_1 \cdot I_{ges\,min} \qquad (3)$$
$$U_{E\,max} = U_{A\,max} + R_1 \cdot I_{ges\,max}$$

Dabei ist

$$I_{ges\,min} = I_{z\,min} + I_{A\,min} \qquad (4)$$

$$I_{z\,min} = \frac{U_{A\,min} - U_{zo}}{R_z}$$

Entsprechend gilt

$$I_{z\,max} = \frac{U_{A\,max} - U_{zo}}{R_z}$$

$$I_{a\,max} = \frac{U_{A\,max}}{R_A}$$

$$I_{A\,min} = \frac{U_{A\,min}}{R_A}$$

Das Verhältnis $U_{E\,min} : U_{E\,max}$ soll gegeben sein. Dann ist

$$\frac{U_{E\,min}}{U_{E\,max}} = \frac{U_{A\,min} + R_1 \cdot I_{ges\,min}}{U_{A\,max} + R_1 \cdot I_{ges\,max}} \qquad (5)$$

$$R_1 = \frac{U_{E\,max} \cdot U_{A\,min} - U_{E\,min} \cdot U_{A\,max}}{I_{ges\,max} \cdot U_{E\,min} - I_{ges\,min} \cdot U_{E\,max}}$$

Aus der Gleichung für R_1 erkennt man, daß folgende Bedingungen erfüllt sein müssen:

$$\frac{U_{E\,max}}{U_{E\,min}} > \frac{U_{A\,max}}{U_{A\,min}}$$

$$\frac{I_{ges\,max}}{I_{ges\,min}} > \frac{U_{E\,max}}{U_{E\,min}}$$

Zahlenbeispiel:

Das Verhältnis $U_{E\,min} : U_{E\,max}$ soll 3 : 4 betragen. Die Zenerspannung der verwendeten Diode soll bei $R_z = 1\ \Omega$ und $I_z = 0{,}1$ A 6 V betragen. U_{zo} ist dann $U_z - R_z \cdot I_z = 5{,}9$ V. U_A soll um den Wert $U_{A\,min} = 6$ V und $U_{A\,max} = 6{,}6$ V schwanken. Für die Ströme erhält man nach den Gleichungen (3) und (4):

$$I_{z\,min} = 0{,}1\ \text{A}$$
$$I_{z\,max} = 0{,}7\ \text{A}$$
$$I_{A\,min} = 0{,}6\ \text{A}$$
$$I_{A\,max} = 0{,}66\ \text{A}\ (\text{bei } R_A = 10\ \Omega)$$

Dann ist

$$I_{ges\,min} = 0{,}7\ \text{A}$$
$$I_{ges\,max} = 1{,}36\ \text{A}$$

Entsprechend Gleichung (5) ist

$$R_1 = \frac{4 \cdot 6 - 3 \cdot 6{,}6}{1{,}36 \cdot 3 - 0{,}7 \cdot 4} = 3{,}3\ \Omega$$

Nach Gleichung (3) ist

$$U_{E\,min} = 6 + 3{,}3 \cdot 0{,}7 = 8{,}3\ \text{V}$$
$$U_{E\,max} = 6{,}6 + 3{,}3 \cdot 1{,}36 = 11{,}1\ \text{V}$$

Diese Rechnung ergibt die optimalen Größen für R_1 und $U_{E\,min}$ bzw. $U_{E\,max}$ unter der Voraussetzung, daß der Verlust an Leistung so gering wie möglich für die geforderten Eingangs- und Ausgangsspannungsschwankungen ist. Der Innenwiderstand der Stromquelle wurde in der Rechnung nicht berücksichtigt, da er in vielen Fällen zu vernachlässigen ist. Im Bedarfsfall muß der Innenwiderstand der Stromquelle von R_1 abgesetzt werden.
Der Wirkungsgrad der Schaltung wird im wesentlichen durch R_1 bestimmt; er beträgt theoretisch im gegebenen Fall

$$\eta = \frac{P_{Nutz}}{P_{ges}} = \frac{4\ \text{W}}{7{,}5\ \text{W}} \mathrel{\hat=} 53{,}3\,\%$$

Bei Erhöhung von R_1 auf 7 Ω würde $U_{E\,min} = 10{,}9$ V, $U_{E\,max} = 16{,}1$ V, die Gesamtleistung 11,6 W und der Wirkungsgrad demzufolge nur 34,5 % betragen. Durch Verringerung des Wirkungsgrades ist es möglich, die Eingangsspannungsschwankung bei gleicher Ausgangsspannungsschwankung auf 2 : 3 zu vergrößern.

Zusammenfassung

Zenerdioden sind im wesentlichen zur Stabilisierung von Spannungen, die ihrer Zenerspannung entsprechen, verwendbar.
Bei Dimensionierung der Schaltung ist die tatsächliche Zenerspannung bei $I_z = 0{,}1$ A der verwendeten Diode zu messen.
Gleichzeitig ist der dynamische Widerstand R_z durch eine Versuchsschaltung zu ermiteln. Letzteres ist bei optimaler Dimensionierung der Schaltung unbedingt erforderlich, da bei R_z kleiner als der Tabellenwert eine Überlastung der Zenerdiode bei $U_{E\,max}$ möglich ist.
Die Stabilisierung der Ausgangsspannung wird begrenzt durch die Beziehungen aus der Gleichung (5). Beispielsweise kann eine Zenerspannung von 6,3 V ± 5 % und eine Schwankung der Eingangsspannung von ± 10 % bei einem Strom von $I_A = 2$ A noch stabilisiert werden. Die günstigsten Stabilisierungseigenschaften haben Zenerdioden mit relativ kleinem R_z.
Durch Erhöhung von $I_{z\,min}$ ist es grundsätzlich möglich die Ausgangsmindestspannung heraufzusetzen. Es verschiebt sich jedoch das Verhältnis

$$\frac{I_{ges\,max}}{I_{ges\,min}}$$

zuungunsten der Stabilisierung.

Literatur

[1] K.-H. Rumpf: Neuartige Zweipole auf Halbleiterbasis; radio und fernsehen 6 (1960) S. 168 ··· 171

[2] W. Richter: Heizspannungsstabilisierung mit Zenerdioden; radio und fernsehen 6 (1962) S. 175 ··· 177

[3] Technische Mitteilungen des Instituts für Halbleitertechnik, Teltow, 61 DTG

„Neue Erkenntnisse über Leistungsverhältnisse bei Anpassung?"

Wohl kaum! Es ist schon so, wie unser Leser Herr R. V. aus Leipzig richtig andeutete, daß diese „Erkenntnisse" leider nur an einem Tag Gültigkeit besitzen, und zwar am 1. April. Auf S. 425 bringen wir einige weitere Äußerungen unserer Leser; leider ist es uns nicht möglich, mehr als nur einen kleinen Prozentsatz der vielen bei uns eingegangenen Leserbriefe zu veröffentlichen, und auch diesen nur auszugsweise. Die übergroße Anzahl der Autoren der Leserbriefe hat unseren Aprilscherz als solchen erkannt und anerkannt und sich offensichtlich auch über ihn amüsiert — was in unserer Absicht lag. Viele haben sich dennoch die Mühe gemacht und sich mathematisch mit dem Artikel auseinandergesetzt. Dabei wurde sehr oft die Anpassungsbedingung $R_i = R_a$ mit Hilfe der Differentialrechnung abgeleitet und darauf hingewiesen, daß die ganze Irreführung daraus entspringt, daß diese Bedingung im weiteren nicht beachtet wurde. Herr W. K. aus Leipzig hat dies sehr klar zum Ausdruck gebracht. Andere Leser treiben den Spaß noch weiter. Herr K. M. aus Leipzig, z. B. führt seinen Kollegen Dr. Ing. h. c. S. Saps ein, der nachweist, daß man mit negativen Außenwiderständen überhaupt jede Leistung jeder Stromquelle entnehmen könne. „Eine grundlegende Schwierigkeit, die dabei noch zu überwinden ist, sehe ich darin, daß sich die negativen Außenwiderstände oft zu stark abkühlen. In einigen Fällen verkleinerten sie sich außerdem merklich während der Arbeit. Zweifellos werden wir auch diese Nachteile noch beseitigen."
Besten Dank für die Blumen!!
Alle diese eingesandten mathematischen Ableitungen und Beweise — soweit sie ernst gemeint sind — sind richtig, so daß es sich erübrigt, dazu im einzelnen Stellung zu nehmen. Aber keiner unserer Leser hat bisher auf den grundsätzlichen logischen Fehler in dem Artikel hingewiesen. Es heißt im ersten Absatz: „. . . wurde festgestellt, daß im Anpassungsfall im Gegensatz zu bisherigen Annahmen nicht die optimale Leistung übertragen wird." Aber die Anpassung ist definiert als die Bedingung, unter der die optimale Leistung übertragen wird. Der zitierte Satz sagt also aus, daß die Anpassung doch nicht die Anpassung sei, steht also im Widerspruch zum Satz der Identität der formalen Logik, einem der wichtigsten Grundsätze unseres logischen Denkens. Mathematisch läuft das dann auf die Nichteinhaltung der Bedingung $R_i = R_a$ hinaus.
Jedenfalls sehen wir uns durch die vielen Leserzuschriften — wie gesagt, wir bedauern sehr, daß wir aus Platzmangel so wenig davon veröffentlichen konnten — in unserer Hoffnung bestärkt, recht vielen Lesern eine vergnügte und vielleicht auch etwas nachdenkliche Stunde bereitet zu haben. *D. Red.*

Tschechoslowakische Zenerdioden

Das tschechoslowakische Röhren- und Halbleiterwerk Tesla-Rožnov veranstaltet alljährlich (in seiner Funktion als Leitbetrieb der Röhren-, Halbleiter- und Bauelementeindustrie) eine Konferenz, auf der sie die Öffentlichkeit mit den Röhren- und Halbleiterreihen sowie den Bauelementen, die in nächster Zukunft in Geräteneukonstruktionen benutzt werden sollen, bekannt macht [1].

Der tschechoslowakischen Industrie und den Instituten stehen nun zwei Typenreihen von Zenerdioden mit verschiedener Verlustleistung zur Verfügung.

1,25-W-Zenerdioden

Diese Siliziumdioden mit der speziellen Charakteristik in Sperrichtung werden durch Auflegieren eines Al-Kontaktes auf eine Siliziummonokristallscheibe gefertigt.

Sie sind in einem Metallgehäuse mit Glasdurchführung untergebracht (Bild 1). Der negative Pol wird an den Drahtanschluß, der durch die Glasdurchführung geht, und der positive Pol an das Metallgehäuse angeschlossen. Die Zenerdioden der Typenreihe 1 NZ 70 bis 8 NZ 70 sind den Zenerdioden ZL 5 ··· ZL 18 der Firma Intermetall GmbH äquivalent. Sie sind für Zenerspannungen von 5 ··· 20 V und bei einer Umgebungstemperatur von 45 °C für eine Verlustleistung von 1,25 W ohne Kühlblech und von 5 W mit einem 36-cm²-Al-Kühlblech bestimmt.

Die Werte der Zenerdioden 1 NZ 70 bis 8 NZ 70 sind in Tabelle 1 zusammengefaßt.

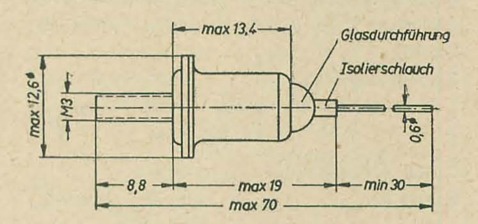


Bild 1: Abmessungen der 1,25-W-Zenerdiode

Tabelle 1: 1,25-W-Zenerdioden

Typ	Nennwert der Zenerspannung in V	dynamischer Widerstand in Ω	Temperaturkoeffizient der Zenerspannung in 10^{-4}/°C	alle vorherigen Werte bei einem Zenerstrom in mA	max. Zenerstrom ohne zusätzl. Kühlung in mA	max. Zenerstrom mit zusätzl. Kühlung in mA	äquivalente Zenerdiode der Fa. Intermetall
1 NZ 70	5 ··· 6	1 (< 2)	— 3 ··· + 5	100	230	790	ZL 5
2 NZ 70	6 ··· 7	1 (< 2)	0 ··· + 6	100	200	700	ZL 6
3 NZ 70	7 ··· 8	1 (< 2)	+ 2 ··· + 7	100	180	640	ZL 7
4 NZ 70	8 ··· 9	1 (< 2)	+ 4 ··· + 7	100	170	590	ZL 8
5 NZ 70	8,8 ··· 11	2 (< 4)	+ 4 ··· + 8	50	130	460	ZL 10
6 NZ 70	11 ··· 13,5	4 (< 7)	+ 4 ··· + 8	50	110	340	ZL 12
7 NZ 70	13,5 ··· 16,5	6 (< 11)	+ 5 ··· + 9	50	90	300	ZL 15
8 NZ 70	16,2 ··· 20	10 (< 18)	+ 5 ··· + 9	25	70	250	ZL 18

Durchlaßstrom bei 1 V Durchlaßspannung: 1500 mA (> 250 mA)
Sperrstrom bei 1 V Sperrspannung: 0,05 μA (< 0,1 μA)

10-W-Zenerdioden

Diese Siliziumdioden mit der speziellen Charakteristik in Sperrichtung sind Diffusionssiliziumdioden.

Sie sind in einem Metallgehäuse mit einer Durchführung untergebracht (Bild 2). Der negative Pol wird an den Anschluß, der durch die Durchführung geht, und der positive Pol an das Metallgehäuse angeschlossen.

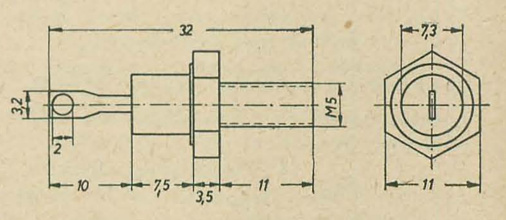


Bild 2: Abmessungen der 10-W-Zenerdiode

Die vorläufigen Werte dieser Zenerdioden sind in Tabelle 2 angeführt. Die Polarität ist am Gehäuse gekennzeichnet. Sie sind für Zenerspannungen von 10 ··· 100 V und eine Verlustleistung von 10 W bei einer Umgebungstemperatur von 25 °C bestimmt.

Die Zenerdioden beider Typenreihen sind hermetisch abgeschlossen und können Temperaturen in einem Bereich von —55 °C ··· + 155 °C, Stößen bis zu 40 g und Vibrationen bis zu 10 g widerstehen.

Sämtliche Werte in den Tabellen sind bei einer Temperatur von 25 °C angegeben.

Matuschek

Tabelle 2: 10-W-Zenerdioden

typisierte Zenerspannung in V	Nennwert der Zenerspannung in V	dynamischer Widerstand in Ω	Temperaturkoeffizient der Zenerspannung in %/°C	alle vorherigen Werte bei einem Zenerstrom in mA	Sperrstrom bei — 5 V in μA	Sperrstrom bei — 10 V in μA
10	9,3 ··· 10,7	2	0,06	500	40	
11	10,1 ··· 11,9	2	0,06	500	30	
12	10,9 ··· 13,1	2	0,06	500	25	
13	11,7 ··· 14,3	2	0,07	500	25	
15	13,5 ··· 16,5	2	0,07	500	15	
16	14,4 ··· 17,6	3	0,07	500	10	
18	16,2 ··· 19,8	3	0,07	500	10	
20	18,0 ··· 22,0	3	0,08	250		10
22	19,8 ··· 24,2	3	0,08	250		10
24	21,6 ··· 26,4	3	0,08	250		10
27	24,3 ··· 29,7	3	0,08	250		10
30	27,0 ··· 33,0	4	0,08	250		10
33	29,7 ··· 36,3	4	0,08	150		10
36	32,6 ··· 39,6	5	0,09	150		10
39	35,1 ··· 42,9	5	0,09	150		10
43	38,7 ··· 47,3	6	0,09	150		10
47	42,3 ··· 51,7	7	0,09	150		10
51	45,9 ··· 56,1	8	0,10	150		10
56	50,4 ··· 61,6	9	0,10	150		10
62	55,8 ··· 68,2	12	0,10	50		10
68	61,2 ··· 74,8	14	0,10	50		10
75	67,5 ··· 82,5	20	0,11	50		10
82	73,8 ··· 90,2	22	0,11	50		10
91	81,9 ··· 100,0	35	0,12	50		10

Literatur

[1] Šorejs: Co přinezla třetí elektronkářská konference v Rožnově (Was brachte die dritte Röhrenkonferenz in Rožnov); Sdělovací tedhnika 7 (1961) S. 247 ··· 248

[2] K.-H. Rumpf: Neuartige Zweipole auf Halbleiterbasis; radio und fernsehen 6 (1960) S. 168 ··· 171

[3] Prospektmaterial der Firma Tesla

Ein Transistorsuper für Auto und Heim Teil 2

Ing. B. ENGEL und H. ENGEL

Die Berechnung des Treibertrafos Tr_1 ist aus den Technischen Mitteilungen des Instituts für Halbleitertechnik — 60 T5 — zu entnehmen. Gewählt wurde ein Manteltyp M 30 mit 3601 K 2 — Blech. Die Bleche wurden dabei einseitig, mit Luftspalt, geschichtet.

3-W-Endstufe des Kassettenteiles

Berechnung des Trafos Tr_3

Der Eisenquerschnitt des Ausgangsübertragers wurde durch folgende Werte bestimmt:

Eisenquerschnitt

$$q_{Fe} = \sqrt{\frac{P_a \cdot G \cdot 10^6}{f_u \cdot B \cdot s}} = 3{,}5\ \text{cm}^2$$

Untere Grenzfrequenz $f_u = 50$ Hz
Felddichte $B = 4 \cdot 10^{-1}$ Wb/m² (4000 Gauß)
Wirkstromdichte $s = 1$ A/mm²
Verhältnis von Kupfer- zu Eisengewicht $G = 1$
Theoretischer Wert der Ausgangsleistung $P_a = 2{,}38$ W

Die Berechnung von P_a ist aus den Technischen Mitteilungen des Instituts für Halbleitertechnik — 60 T — zu entnehmen. Es wurde der Manteltyp M 65 Dyn. Blech IV gewählt, der A_L-Wert beträgt $5{,}1 \cdot 10^{-6}$ H/W² und der Eisenquerschnitt $q_{Fe} = 5{,}1$ cm².
Die Primärinduktivität beträgt

$$L_1 = \frac{R_a}{\omega_u} = 0{,}016\ \text{H}$$

Außenwiderstand der Transistoren R_a

Gegeben sind $U_0 = 6$ V, $U_{Kn} = 1$ V und $I_{C\,max} = 1$ A.

$$R_a = \frac{U_0 - U_{Kn}}{I_{C\,max}} = 5\ \Omega$$

Berechnung der Primärwindungszahl

$$W_1 = \sqrt{\frac{L_1}{A_L}} = 56\ \text{Wdg}$$

Berechnung des Drahtdurchmessers

$$d_1 = 0{,}8 \cdot \sqrt{\frac{q_w}{4 \cdot W_1}} = 0{,}93\ \text{mm}$$

Gewählt wurde ein Drahtdurchmesser von 0,95 mm Cu_L.

Zum Anschluß an die Sekundärwicklung von Tr_3 sind zwei 1,5-W-Lautsprecher mit je 4 Ω parallel geschaltet. Eine entsprechende Anzapfung ermöglicht auch den Anschluß eines 3-W-Lautsprechers (4 Ω).

Berechnung der Übersetzungsverhältnisse

$$ü_1 = \sqrt{\frac{R_a}{R_{Lautspr}}} = \sqrt{\frac{5}{4}} = 1{,}12$$

$$ü_2 = \sqrt{\frac{R_a}{R_{Lautspr}}} = \sqrt{\frac{5}{2}} = 1{,}59$$

Berechnung der Sekundärwindungszahlen

$$W_{4-6} = \frac{W_1}{ü_1} = 50\ \text{Wdg}$$

$$W_{5-6} = \frac{W_1}{ü_2} = 35\ \text{Wdg}$$

Berechnung des Drahtdurchmessers

$$d_{4-6} = 0{,}8 \cdot \sqrt{\frac{q_w}{2 \cdot W_{4-6}}} = 1{,}5\ \text{mm}$$

$$d_{5-6} = 0{,}8 \cdot \sqrt{\frac{q_w}{2 \cdot W_{5-6}}} = 1{,}7\ \text{mm}$$

Für beide Teile der Sekundärwicklung wurde Kupferlackdraht mit d = 1,8 mm gewählt.

Wahl der Einzelteile

Es wurde versucht, ohne Spezialeinzelteile auszukommen. Die Variometerkerne des Autosupers „Schönburg" fanden als Abstimmkerne für die Permeabilitätsabstimmung Verwendung. Als Spulenkörper für die Permeabilitätsabstimmung dienen Rohre aus Hartgewebe mit 6-mm-Außendurchmesser und 4,6-mm-Innendurchmesser sowie einer Länge von 60 mm.
Sämtliche Spulen sind auf Görler-Kammerkörper gewickelt; bei den Einzelkreisen wurde über die Wicklung noch ein Ferritring geschoben. Die Abschirmbecher der Einzelkreise müssen auf die notwendige Länge zugeschnitten und mit zwei Befestigungsösen und der Bohrung für den Abgleichkern versehen

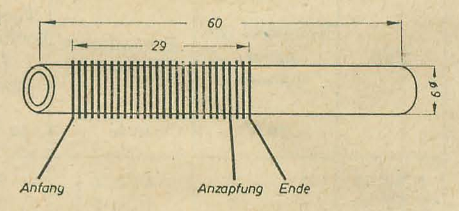


Bild 5: Spulenkörper und Wickelanordnung der Vorkreisspule L_1

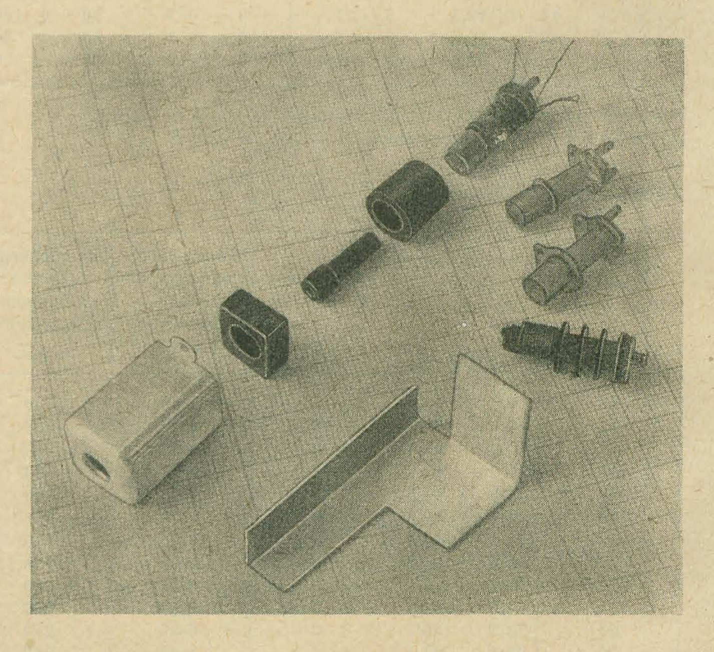


Bild 6: Explosivdarstellung eines ZF-Einzelkreises, 1- und 3-Kammerkörper sowie Befestigungswinkel für Stabantenne, der gleichzeitig die Kühlfläche für T_8 und T_9 darstellt

Tabelle 2: Aufbau der Wicklungen von Tr_1

Reihenfolge der Wicklungen und Zwischenlagen	Windungen	Durchmesser des CuL-Drahtes in mm
1. Wicklung II, Anschluß 3—4	490	0,1
2. 1 Lage Lackpapier 0,06		
3. Wicklung I, Anschluß 1—2	1520	0,08
4. 1 Lage Lackpapier 0,06		
5. Wicklung III, Anschluß 4—5	490	0,1

Tabelle 3: Aufbau der Wicklungen von Tr_3

Reihenfolge der Wicklungen und Zwischenlagen	Windungen	Durchmesser des CuL-Drahtes in mm
1. Wicklung I, Anschluß 1—2	56	0,95 } bifilar
Wicklung II, Anschluß 2—3	56	0,95 } gewickelt
2. 2 Lagen Lackpapier 0,06		
3. Wicklung III, Anschluß 4—6	50	1,8
mit Anzapfung bei	35	

werden. Alle verwendeten Übertrager sind genormte Mantelschnitte.

Anfertigung der Skala

Da eine entsprechende Glasskala nicht zur Verfügung stand, wurde eine passend zugeschnittene Glasscheibe von hinten in Spiegelschrift mit grünem Nitrolack beschrieben. Bei seitlich angeordneten Skalenlampen, rotem Zeiger und schwarzer Skalenrückwand ist ein einwandfreies Ablesen möglich. Die Glasscheibe wird nach Entfetten und Anfertigen einer Vorlage (Skala auf Transparentpapier aufzeichnen, auf der Vorderseite der Scheibe befestigen und durchleuchten) mit einer Tusche-Ausziehfeder beschriftet. Bild 7 zeigt die Skalenansicht des Empfangsteiles.

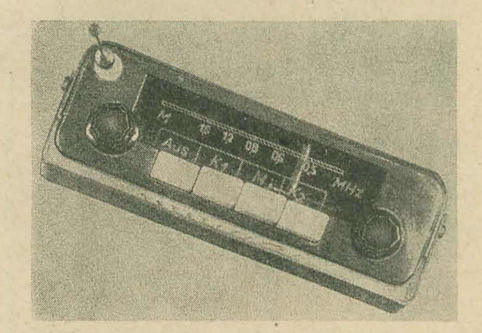


Bild 7: Skalenansicht des Empfangsteiles

Mechanischer Aufbau des Empfängers

Das nach den Maßen der verwendeten Einbauteile, wie Tastenschalter, Lautsprecher und Batterien gearbeitete Stahlgehäuse besitzt eine verchromte Oberfläche. Die vordere Schale enthält Ausschnitte für Tastenschalter, Skala sowie Bohrungen für Abstimmung, Lautstärkeregler und Stabantenne. Die gleichgroße hintere Schale besitzt einen Ausschnitt für die achtpolige Buchsenleiste. Beide Schalen sind durch einen zweiteiligen Mantel verbunden. Der Mantelteil mit niedrigen Seitenwänden hat für den einzubauenden Lautsprecher ausgestanzte Löcher und ist mit der vorderen und hinteren Schale punktverschweißt (Bild 8). Der andere Mantelteil mit Tragegriff bildet den abnehmbaren Deckel des Gerätes.

In dieses Gehäuse wird die mit Stoff bezogene, den Lautsprecher und Trafo Tr_2 tragende Grundplatte eingelegt und sowohl an der achtpoligen Buchsenleiste als auch an den Winkeln für den Tastenschalter befestigt (Bild 9). Die Befestigungswinkel des Tastenschalters tragen außerdem den Lautstärkeregler R_{25} sowie die Skalenrückwand (0,5 mm Fe-Blech), die mit der hinteren Lagerung des

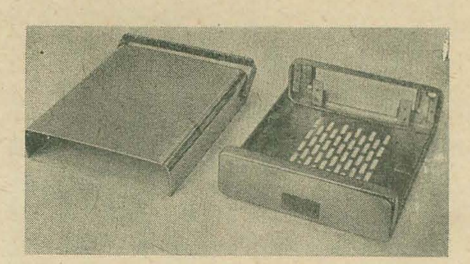


Bild 8: Empfangsteilgehäuse mit punktverschweißten Befestigungswinkeln

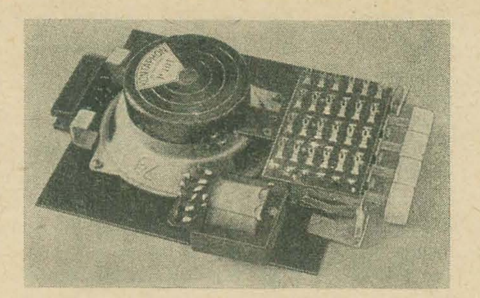


Bild 9: Grundplatte mit Lautsprecher, Trafo Tr_2 und Tastenschalter

Skalenantriebs als Baueinheit ausgeführt ist. An die Skalenrückwand sind Winkel für das rahmenförmig ausgeführte Chassis des HF-Teiles und die Umlenkrolle des Seilzuges für die Permeabilitätsabstimmung angepunktet (Bild 10). Außerdem tragen die Skalenbefestigungswinkel die Fassungen der Skalenlampen.

Der Antrieb des Skalenzeigers und der Kerne der Permeabilitätsabstimmung erfolgt mit zwei Seilzügen. Für den Antrieb der Abgleichkerne wurde eine Umlenkrolle eingebaut, die in einem Langloch geführt zum Spannen des Seiles dient, während das Seil für den Zeigertransport über die Achse des Lautstärkereglers gelenkt wird.

Aufbau des HF-Teiles

HF-, ZF- und NF-Teil sind als Baugruppen ausgeführt. Dadurch sind der komplette Aufbau sowie Prüfung und Abgleich vor dem Einbau in das Gehäuse für jede Baugruppe möglich. Wie Bild 11 zeigt, besteht das HF-Chassis aus einem Rahmen, der u. a. die Variometerspulen trägt. Die Transistoren T_1 und T_2 werden in die Schaltung eingelötet. Der Rahmen liegt beim Einbau direkt über dem Tastenschalter, so daß kürzeste Verbindungen zum Schalter entstehen. Zum HF-Teil gehört weiterhin die Spulenträgerplatte für L_3, L_4 und L_5, die neben dem HF-Rahmen über der Anschlußplatte des Lautsprechers befestigt ist. Die Spulenanschlüsse werden an Drahtösen geführt, die in schaltungsgünstiger Lage in der Hartpapierplatte befestigt sind. Bild 12 zeigt den Bauschaltplan des HF-Teiles.

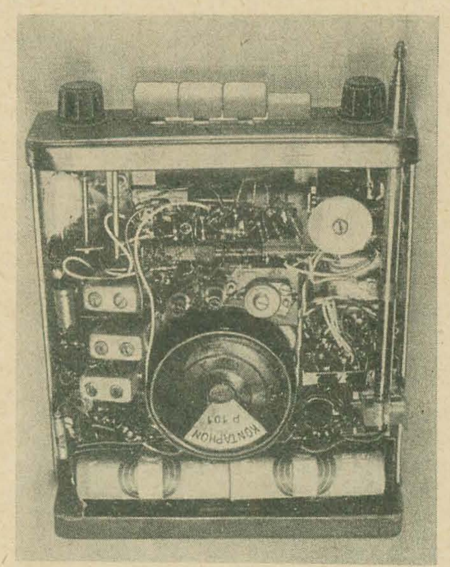


Bild 10: Innenansicht des Empfangsteilgehäuses

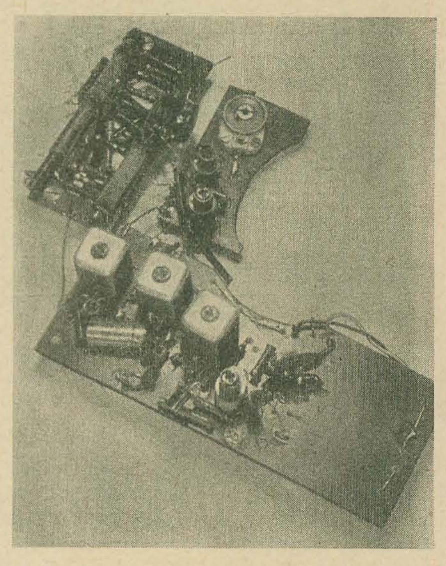
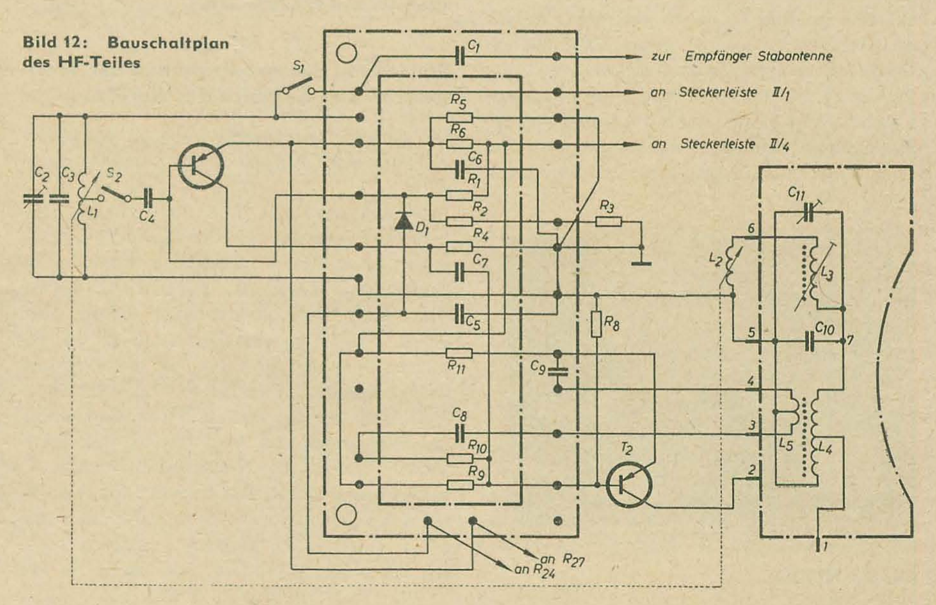


Bild 11: HF-Rahmenchassis, Spulenträgerplatte und ZF-Teil

Bild 12: Bauschaltplan des HF-Teiles



Aufbau des ZF-Teiles

Die ZF-Baugruppe enthält die drei Einzelkreise $K_1 \cdots K_3$ mit den Transistoren T_3, T_4, T_5 und den zugehörigen Kondensatoren und Widerständen sowie den ersten NF-Transistor T_6 mit L_{12} und allen Bauelementen dieser ersten NF-Stufe. Die Aufteilung geht aus dem Gesamtschaltbild hervor. Auch bei dieser Baugruppe werden die Anschlüsse zum HF- und NF-Teil sowie die Anschlüsse zur Stromversorgung, an Drahtösen geführt. Die Bauelemente befinden sich teils oberhalb, teils unterhalb des Chassis (Bild 13). Die ZF-Schaltplatte wird auf den zwei Winkeln, die im Bild 8 (rechts) sichtbar sind, im Gehäuse befestigt.

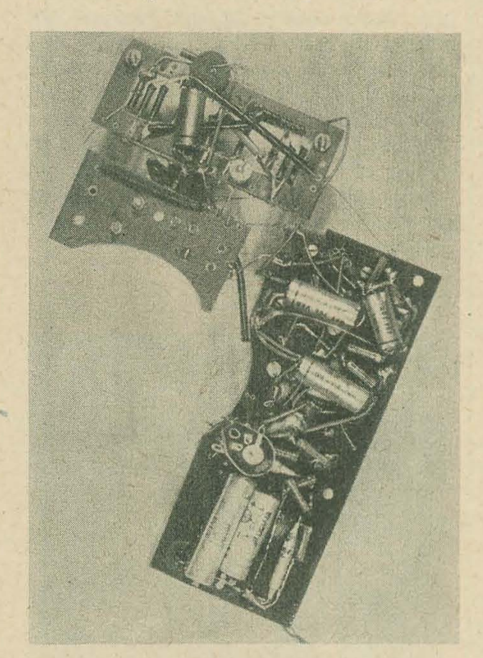


Bild 13: Chassisunteransicht des HF-Rahmenchassis, der Spulenträgerplatte und des ZF-Teiles

Aufbau des NF-Teiles

Zum NF-Teil (Bild 14) gehören die Transistoren T_7, T_8 und T_9 sowie der Treibertrafo Tr_1 mit den dazugehörigen Bauelementen. Alle Anschlüsse zum Trafo Tr_2 werden an Drahtösen geführt. In der gleichen Ebene liegen die Drahtösen, an die die Transistoren T_8 und T_9 angelötet werden. Der NF-Teil wird auf dem im Bild 8 sichtbaren, rechts liegenden Winkel mit einer 4-mm-Schraube im Gehäuse befestigt. Gleichzeitig wird von dieser Schraube die Kühlfläche der Transistoren T_8 und T_9, die auch die Halterung der Stabantenne darstellt, gehalten (Bild 6). Die 4-mm-Schraube überträgt zum Teil die Wärme der Kühlfläche über den Winkel auf das Gehäuse. Die Transistoren sind mit ihren Kühlschellen auf die Kühlfläche aufgeschraubt. Der NTC-Widerstand R_{31} muß in größter Nähe der Transistoren T_8 und T_9 montiert werden, da er von deren Wärme beeinflußt werden soll.

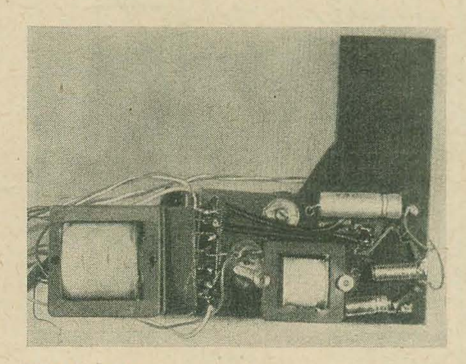


Bild 14: NF-Teil

Die Stabantenne wird von einem geteilten Piacrylblock und einer Piacrylbuchse in der Frontplatte gehalten.
Der NF-Teil und der ZF-Teil werden durch einen Hartpapierstreifen verbunden, der mit Federklemmen zur Aufnahme der Stabbatterien versehen ist.

Aufbau des Kassettenteiles

Bild 15 zeigt die Unteransicht der Kassette mit teilweise eingeschobenem Empfangsteil. Die Form des Kassettenteiles wird weitgehend durch den Anbau unter das Armaturenbrett des Wagens bestimmt. Im vorliegenden Fall konnte der Kassettenteil so aufgebaut werden, daß sich die Wagenendstufe bei Einschieben des Empfangsteiles hinter dem Empfangsteil befindet.
Die von unten an den Kassettenteil angeschraubte Aufbauplatte trägt, wie Bild 16 zeigt, alle Bauteile des Verstärkers. An ihrer Unterseite sind die in der Gesamtschaltung mit Buchse Bu_2 gekennzeichneten Anschlüsse angebracht. Diese Art des Aufbaues ermöglicht die Reparatur des Kassettenverstärkers ohne Lösen der Kassette vom Wagen.
Der Trimmerkondensator C_{30} ist so angebracht, daß bei angebautem Gerät die Anpassung der Wagenantenne an den Empfänger möglich ist.

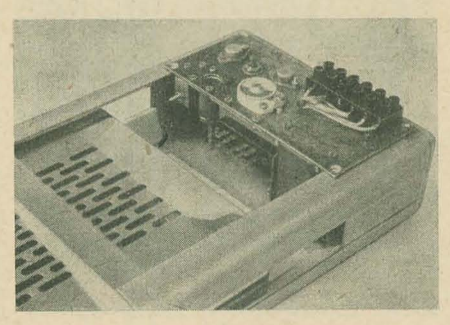


Bild 15: Unteransicht der Kassette mit teilweise eingeschobenem Empfangsteil

Einstellung der Arbeitspunkte der Transistoren und Abgleich des Gerätes

Die einzeln fertiggestellten Baugruppen werden vor dem Einbau in das Gehäuse abgeglichen.
Begonnen wird mit dem Abgleich des HF- und ZF-Teiles, die, wie die Bilder 11 und 13 zeigen, miteinander verbunden werden. Die Widerstände R_3, R_5, R_8, R_{14} und R_{18}, die zur Einstellung der Arbeitspunkte dienen, sind durch entsprechende Einstellregler zu ersetzen, die auf größtem Widerstandswert stehen müssen. Nachdem T_5 und T_6 eingelötet sind, beginnt man mit der Einstellung des Arbeitspunktes des ersten NF-Transistors T_6. In die Kollektorleitung des T_6 wird ein mA-Meter, Meßbereich 1,5 mA (z. B. EAW-Vielfachmesser) eingeschaltet und eine 6-V-Batterie an die Baugruppe angeschlossen. R_{18} ist so zu verändern, daß durch T_6 ein

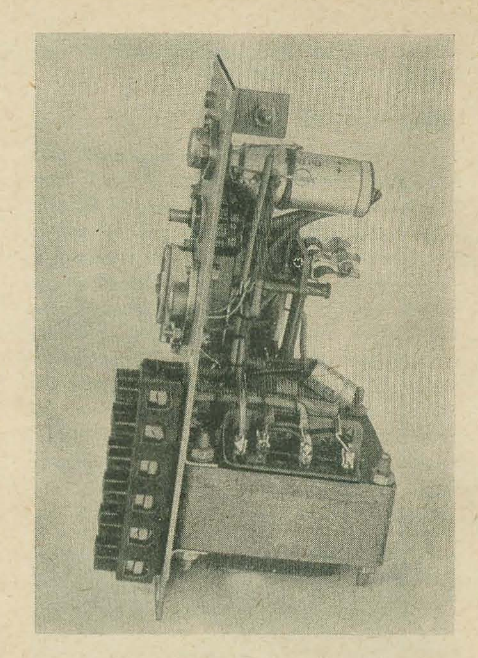


Bild 16: Baugruppe des Kassettenverstärkers

Kollektorstrom von etwa 0,3 mA fließt. Nach Einlöten von T_4 und Anschluß des mA-Meters an den Kollektor von T_4 wird der Kollektorstrom mit R_{14} auf etwa 0,2 mA eingestellt. Die Voreinstellung des Arbeitspunktes von T_2 auf etwa 0,3 mA geschieht mit R_8. Die Arbeitspunkte von T_3 und T_1 müssen gleichzeitig eingestellt werden. Dazu wird in jede Kollektorleitung von T_3 und T_1 je ein mA-Meter gelegt. Durch wechselweises Verstellen von R_3 und R_5 ist der Vorabgleich von T_1 auf etwa 0,8 mA und von T_3 auf etwa 0,2 mA durchzuführen. Nach diesem Vorabgleich sind nun alle Transistoren des HF- und ZF-Teiles eingebaut und angeschlossen. Bei auftretenden Fehlern sind die Widerstände, Kondensatoren und Spulen der Schaltung zu überprüfen.
Nun soll der Abgleich des ZF-Teiles auf die Zwischenfrequenz von 470 kHz zusammen mit der genauen Arbeitspunkteinstellung der Transistoren T_3, T_4 und T_6 erfolgen.
Dazu wird auf die Basis des Transistors T_2 über einen Kondensator von 10 nF mittels eines Prüfgenerators eine Frequenz von 470 kHz (mit 30% NF-AM-moduliert) eingespeist. An C_{24} werden ein NF-Röhrenvoltmeter und ein Oszillograf angeschlossen und die Einzelkreise $K_1 \cdots K_3$ auf 470 kHz abgeglichen. Das Schirmbild des Oszillografen ist dabei zu beobachten. Bei Übersteuerungen der Stufen ist eine Verzerrung der Sinuskurve der NF-Modulation zu sehen. Sind die Einzelkreise abgeglichen, wird die genaue Einstellung der Arbeitspunkte von T_3, T_4 und T_6 durchgeführt. Dazu sind bei kleinstmöglicher Ausgangsspannung des Prüfgenerators, bei T_6 beginnend, die Arbeitspunkte der Transistoren auf größte Ausgangsleistung nachzugleichen.
Nach jedem Abgleich wird die Ausgangsspannung des Senders wieder verringert, so daß auf dem Oszillografen die NF-Kurve gerade aus dem Rauschen „herauskommt". Das Röhrenvoltmeter zeigt etwa 50 mV an. Die kleinstmögliche Ausgangsspannung des Prüfgenerators ist erforderlich, damit die Regelung des T_3 noch nicht einsetzt. Beim

Tabelle 4: Spulendaten für HF- und ZF-Teil

Vorkreisspule L_1	
Spulenkörper:	Hartpapierrohr (Bild 5)
Wicklung:	100 Wdg HF-Litze 10 × 0,05, einlagig gewickelt, Windung an Windung, Anzapfung bei 10 Wdg
Oszillatorspule L_2	
Spulenkörper:	wie für L_1
Wicklung:	100 Wdg HF-Litze 10 × 0,05 Anordnung wie bei L_1
Zusatzspule L_3	
Spulenkörper:	3-Kammerkörper mit Abgleichkern (Bild 6)
Wicklung:	46 Wdg HF-Litze 10 × 0,05
Wickelart:	in mittlere Kammer 20 Wdg lagenweise, in äußere Kammern je 13 Wdg lagenweise
Oszillatorspule L_4	
Spulenkörper:	3-Kammerkörper mit Abgleichkern
Wicklung:	150 Wdg HF-Litze 10 × 0,05, Anzapfung bei 66 Wdg
Wickelart:	Wicklung lagenweise, auf 3 Kammern gleichmäßig verteilt
Rückkopplungsspule $L_{5(1)}$, Brückenspule $L_{5(2)}$	beide Spulen gleichmäßig über gesamte Spule L_4 verteilt, bifilar gewickelt
Wicklung:	je 5 Wdg 0,2 mm CuLS
ZF-Einzelkreisspulen L_6, L_7, L_8 und L_9	
Spulenkörper:	1-Kammerkörper mit Abgleichkern und übergeschobenem Ferritring (Bild 6)
Wicklung L_6, L_8:	120 Wdg HF-Litze 10 × 0,05 mit Mittelanzapfung
Wickelart:	lagenweise gewickelt
Wicklung L_7, L_9:	15 Wdg 0,2 mm CuLS
Wickelart:	Wicklung gleichmäßig über L_6 bzw. L_8 verteilt
ZF-Einzelkreisspulen L_{10} und L_{11}	
Spulenkörper:	1-Kammerkörper mit Abgleichkern und übergeschobenem Ferritring
Wicklung L_{10}:	120 Wdg HF-Litze 10 × 0,05 mit Mittelanzapfung
Wickelart:	lagenweise gewickelt
Wicklung L_{11}:	20 Wdg 0,2 mm CuLS
Wickelart:	Wicklung gleichmäßig über L_{10} verteilt
ZF-Sperrkreisspule L_{12}	
Spulenkörper:	1-Kammerkörper mit Abgleichkern
Wicklung:	380 Wdg HF-Litze 10 × 0,05
Wickelart:	lagenweise gewickelt

Einstellen des Arbeitspunktes von T_3 muß der genaue Wert des Kollektorstromes, der die größte Verstärkung ergibt, gemessen und notiert werden. Zur Einstellung des Arbeitspunktes von T_2 wird der Abgleichkern in die Spule L_2 eingesteckt und der Oszillograf über etwa 100 pF an den Kollektor von T_2 angeschlossen. Nun ist zu kontrollieren, ob die HF-Kurve des Oszillators bei allen Stellungen des Abgleichkernes einwandfrei ist. Ein Überschwingen oder Aussetzen der Schwingungen läßt sich durch Einstellen von R_8 beseitigen; dazu ist der Prüfgenerator von der Basis abzuklemmen.

Zur Einstellung des genauen Arbeitspunktes von T_1 und T_2 werden Vorkreiskern und Oszillatorkern in L_1 bzw. L_2 eingesteckt und ein AM-modulierter Prüfgenerator an C_1 angeschlossen. Als Meßfrequenz können 800 kHz benutzt werden, sofern keine Störung durch einen dort liegenden starken Ortssender erfolgt. Die Ausgangsspannung des Prüfgenerators ist auf etwa $10 \cdots 30\,\mu V$ einzustellen; mit L_2 wird der Oszillator und mit L_1 der Vorkreis so abgestimmt, daß die NF-Kurven der Sendermodulation auf dem Bildschirm erscheinen. Dann sind in die Kollektorleitungen von T_3 und T_1 je ein mA-Meter einzulöten. Durch Erhöhen der Prüfgeneratorausgangsspannung ist zu kontrollieren, ob die Kollektorströme bei Regelung von T_1 und T_3 stark zurückgehen. Die Ausgangsspannung des Generators wird so eingestellt, daß die Regelung noch nicht einsetzt. Dabei muß die NF-Kurve auf dem Schirm des Oszillografen noch gut zu sehen sein. Durch Verändern von R_3 ist T_1 auf größere Leistung einzustellen. Der vorher ermittelte und notierte Arbeitspunkt von T_3 muß bei Veränderung von R_3 immer wieder durch R_5 eingestellt werden.

Im dritten und letzten Teil dieses Artikels werden abschließend die Kontrolle der Regelspannung, die Überprüfung der Transistoren der B-Endstufen auf Paarigkeit, der Abgleich des NF-Teiles sowie die Einstellung der Kassettenendstufe behandelt.

Zum Beitrag

Ursache von Spannungsdurchschlägen an Kondensatoren

Der Beitrag „Ursache von Spannungsdurchschlägen an Kondensatoren" in radio und fernsehen 13 (1961) S. 404 ··· 405 war Anlaß zu einem Meinungsaustausch zwischen dem Autor, Herrn Winkler, und Herrn Welzel vom VEB Fernsehgerätewerke Staßfurt. Nachstehend veröffentlichen wir die beiden abschließenden Standpunkte.

In Ergänzung zu dem Beitrag im Heft 13 (1961) soll bemerkt werden, daß bei Messungen des Spannungsverlaufes am Boosterkondensator Spannungsspitzen über 700 V meßtechnisch nicht nachgewiesen werden konnten. Trotzdem erwies sich in der Praxis die Dimensionierung des Boosterkondensators mit 750 oder gar nur mit 500 V bzw. nach den IEC-Werten mit 630-V-Gewaplastkondensatoren als unzulänglich. Dieser Tatsache steht die Leistungsfähigkeit der Gewaplastkondensatoren gegenüber. Bei den zahlreichen Belastungsprüfungen, denen diese Kondensatoren bei den oberen Grenztemperaturen +70 °C ausgesetzt waren, fielen bis zu 9 U_N keine Kondensatoren aus, bei 10 U_N fielen 8% aus, und 80% der Prüflinge hielten 14 U_N stand. Die Ursachen der hier genannten Gegensätzlichkeiten werden untersucht, wobei zu gegebener Zeit noch darüber berichtet wird. Es erwies sich jedoch von Vorteil, als Boosterkondensator die temperaturbeständigere Type 1000-V-Duroplast zu verwenden. Seitdem dieser Kondensator eingesetzt wird, traten keine Ausfälle mehr in Erscheinung. *H. Winkler*

Der Autor stellt nunmehr fest, daß Spannungsspitzen über 700 V meßtechnisch nicht nachgewiesen werden konnten, obwohl, wie es in dem Artikel selbst heißt, „theoretischen Überlegungen zufolge für den Boosterkondensator eine Nennspannung von etwa 5 kV zu fordern wäre".

Diese hohe Nennspannung leitet der Autor irrtümlich daraus ab, „daß die Aufladung des Kondensators während des Zeilenrücklaufes durch einen Impuls relativ kurzer Dauer erfolgt".

Es wird sogar gefolgert, daß der Boosterkondensator für einen Spannungswert bemessen sein müßte, für den auch die Boosterdiode ausgelegt ist.

Der jetzt angegebene Meßwert des Autors steht keineswegs im Widerspruch zu der Theorie der Zeilenablenkschaltung. Der Boosterkondensator wird nämlich keineswegs — wie angegeben — während des Zeilenrücklaufes geladen, sondern in der ersten Hälfte des Vorlaufes als Ergebnis der Energierückgewinnung aus dem Magnetfeld.

Die Ladung beginnt zum Zeitpunkt der Öffnung der Diode, also kurz nach der ersten Halbperiode der freien Schwingung. Die Größe der Kapazität ist so gewählt, daß eine geringe parabolische Komponente der Gleichspannung überlagert ist, von Spannungsspitzen kann keine Rede sein, es sei denn, die Zeitbasis des Oszillografen ist ungünstig gewählt worden.

Besondere Ausfälle des Boosterkondensators bei der bekannten Dimensionierung sind also bei Normalbetrieb der Zeilenendstufe nicht zu erwarten.

Dagegen ist durchaus die Möglichkeit vorhanden, daß bei Überschlägen, wie sie z. B. am System der Bildröhren beobachtet wurden, Überanspruchungen auch des Boosterkondensators erfolgen. *H.-J. Welzel*

Transistorsuchgerät zum Auffinden von Leitungen

Die Bewegung von Elektronen in einem elektrischen Leiter ist auf Grund eines Naturgesetzes mit einem magnetischen Feld verknüpft. Diese Tatsache kann man ausnutzen, um unter Putz oder im Erdreich verlegte elektrische Leitungen aufzufinden. Man benötigt dazu erstens einen Transistorverstärker mit einer Induktionsspule am Eingang und zweitens einige Erfahrung bei der Handhabung des Gerätes sowie bei der Auslegung der elektromagnetischen Effekte. Beides soll im folgenden behandelt werden.

Der Transistorverstärker

Bild 1 zeigt das Schaltbild des Verstärkers. Die magnetische Sonde am Eingang besteht aus einer Kopfhörerspule (1 kΩ), die mit einigen Streifen passend geschnittenen Dynamoblechs gefüllt ist. Um leicht erhältliche Transistoren (OC 810, OC 815, OC 824) mit kleinem Stromverstärkungsfaktor ($\beta < 20$) verwenden zu können, wurden vier Verstärkerstufen vorgesehen. Am Ausgang liegt eine Graetzschaltung mit vier Germaniumdioden OA 625. Die Gleichstromklemmen der Graetzschaltung sind an zwei Laschen geführt (Bild 2), die an die Klemmschrauben des vom Elektro-Apparate-Werk Berlin-Treptow hergestellten Universalmessers I angeschraubt werden (Bild 3). Der Universalmesser wird auf den 1,5-V-Gleichspannungsbereich geschaltet. Bei niedergedrücktem Drehknopf sind dann die Stromklemmen des Universalmessers kurzgeschlossen. Führt man die zum Minuspol führende Batterieleitung ebenfalls über zwei Anschlußlaschen (Klemmen B im Bild 1, mech. Ausführung im Bild 2), so kann man damit das Gerät ein- und ausschalten und einen Schalter einsparen.

Als Batterie werden zwei Stabbatterie-Zellen in der üblichen Papphülse verwendet. Der Stromverbrauch des Gerätes liegt nur wenig über 1 mA, so daß die Betriebsdauer der Batterie praktisch ihrer Lagerfähigkeit entspricht.

Sämtliche in der Schaltung verwendeten Widerstände sind 0,05- oder 0,1-W-Typen. Die Widerstände $R_1 \cdots R_4$ dienen zum Einstellen und Stabilisieren des Arbeitspunktes[1]). Ihre Widerstandswerte sind von der Stromverstärkung der zur Verfügung stehenden Transistoren abhängig (Tabelle 1). Zu beachten ist, daß einwandfreie Transistoren mit einem Reststrom (I_{CEO}) von weniger als 100 µA (höchstens 150 µA) bei 1,5 V verwendet werden. Stehen Transistoren mit hoher Stromverstärkung zur Verfügung (etwa ab β-Gruppe II), so kommt man auch mit einem dreistufigen Verstärker aus.

Wie später gezeigt wird, ist der Empfindlichkeitsregler im Kollektorkreis der zweiten Stufe (5 kΩ-Potentiometer, log.) von besonderer Bedeutung. Er darf keinesfalls fehlen.

Die konstruktive Ausführung des kleinen Zusatzgerätes dürfte durch die Bilder 2 und 3 hinreichend erläutert sein. Die Sondenspule sitzt in einem kleinen Vinidurrohr, dem man durch eine vorsichtige Wärmebehandlung mit dem Lötkolben vorn eine ellipsenartige Form gibt, damit die Kopfhörerspule hineinpaßt. Die Anordnung der elektrischen Bauelemente ist unkritisch und kann auf einer mit passenden Löchern versehenen Hartpapierplatte (Pertinax) erfolgen.

Bemerkenswert ist noch, daß durch die zweckentsprechende Dimensionierung der Endstufe (halbierte Speisespannung ≈ 1,5 V) eine Beschädigung des Anzeigeinstrumentes auch bei völliger Übersteuerung des Verstärkers ausgeschlossen ist.

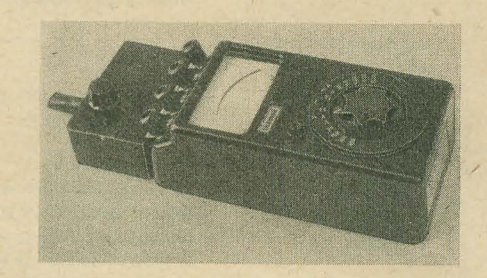


Bild 3: Universalmesser I mit angestecktem Zusatzgerät zum Leitungssuchen

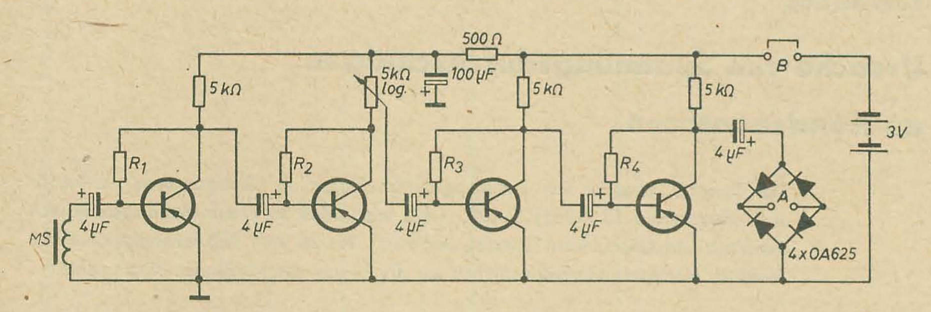


Bild 1: Schaltbild eines Transistorverstärkers mit magnetischer Sonde. Werte der Widerstände R_1 bis R_4 siehe Tabelle 1

Tabelle 1: Widerstandswerte zum Bild 1, abhängig vom β-Wert

β-Gruppe	β	R_1, R_2, R_3, R_4
0	10 ··· 20	100 kΩ
I	20 ··· 32	180 kΩ
II	32 ··· 50	270 kΩ
III	50 ··· 80	430 kΩ
IV	80 ··· (130)	750 kΩ

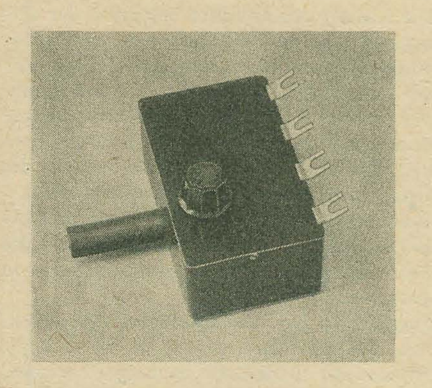


Bild 2: Konstruktive Ausführung des Verstärkers nach Bild 1 als Zusatzgerät zum Universalmesser I (EAW Berlin-Treptow)

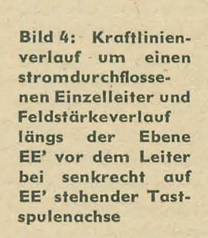
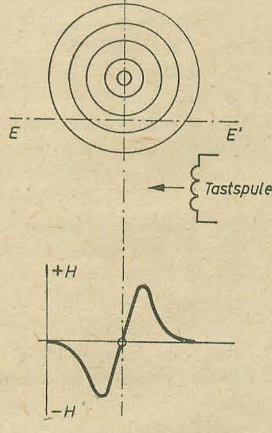


Bild 4: Kraftlinienverlauf um einen stromdurchflossenen Einzelleiter und Feldstärkeverlauf längs der Ebene EE' vor dem Leiter bei senkrecht auf EE' stehender Tastspulenachse



Wirkungen des magnetischen Feldes

Um einen langen geradlinigen Leiter verlaufen die magnetischen Kraftlinien als konzentrische Kreise (Bild 4). In einer bestimmten geringen

[1]) W. Ebbinge: Temperaturstabile Transistorschaltung nach dem Prinzip der halben Speisespannung; Valvo-Berichte 3 (1958) S. 81 bis 91 und Referat darüber in radio und fernsehen 11 (1959) S. 356 und 357.

Entfernung vom Leiter ist die Feldstärke am höchsten, wenn die Tastspule mit senkrecht auf einer vor dem Leiter liegenden Ebene (Wand) stehender Spulenachse am Leiter vorbeigeführt wird (Bild 4, Ebene EE'). Die Feldstärke wechselt zwischen der rechten und linken Seite das Vorzeichen und geht unmittelbar vor dem Leiter durch Null.

Den Kraftlinien- und Feldstärkeverlauf einer Doppelleitung oder einer Leiterschleife bei der beschriebenen Spulenlage und -führung zeigt

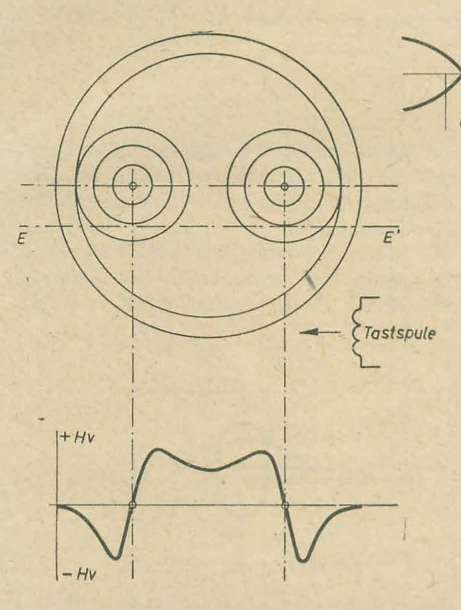


Bild 5: Kraftlinienverlauf um eine stromdurchflossene Doppelleitung und Feldstärkeverlauf längs der Ebene EE' vor den Leitern bei senkrecht auf EE' stehender Tastspulenachse

Bild 5. Hierbei ist in dem Zwischenraum zwischen den beiden Leitern, die in entgegengesetzter Richtung vom Strom durchflossen werden, die Feldstärke fast gleichbleibend. Nach außen fällt sie etwa ebenso ab wie bei einem Einzelleiter.

Die hier gewählte Darstellung gilt an sich für Gleichstrom oder für irgendeinen willkürlich herausgegriffenen Augenblickswert des Netzwechselstromes. Die Induktion eines Stromes in der ruhenden magnetischen Sonde erfolgt selbstverständlich nur bei Wechselstrom.

Was zeigt nun die Sonde an, wenn sie an einem wechselstromdurchflossenen Leiter vorbeigeführt wird? Geht man mit der Suchspule beispielsweise von links nach rechts an einem Einzelleiter vorbei, so bemerkt man zunächst bei Annäherung an den Leiter eine Zunahme des Ausschlages, der unmittelbar vor dem Leiter durch Null geht und dann wieder steil ansteigt, um in größerer Entfernung langsam abzufallen (Bild 4). Bei einer Doppelleitung verläuft außerhalb des Leiters der Ausschlag nahezu ebenso; zwischen den beiden Leitern bleibt er jedoch fast konstant. Vor beiden Leitungsadern geht er ebenfalls durch Null.

Es ist wichtig, sich die bildlichen Darstellungen nach Bild 4 und 5 fest einzuprägen.

Praktische Anwendung des Gerätes

Gelegentlich wird es, besonders bei älteren Installationen, notwendig sein, den Verlauf einer unbeschädigten, unter Putz verlegten Doppelleitung festzustellen. Dazu muß man zunächst an die Leitung einen Stromverbraucher anschließen. Dann tastet man, von der Steckdose, der Lampe oder dem Schalter ausgehend, den Leitungsverlauf ab, den man an einem großen Ausschlag des Instrumentenzeigers erkennt. Der Empfindlichkeitsregler soll dabei nur so weit aufgeregelt werden, wie es unbedingt nötig ist, da bei starker Übersteuerung des Verstärkers der Feldstärkeverlauf nicht mehr zu erkennen ist. Auch können Streufelder aus der Nachbarwohnung stören.

Das magnetische Feld einer Stegleitung wird infolge des 10 ··· 20 mm großen Abstandes der

Bild 6: Verdrillte Doppelleitung mit Stellen geringer magnetischer Wirkung (a)

beiden Adern relativ stark sein. Den im Bild 5 dargestellten Verlauf der Feldintensität wird man meistens sehr gut erkennen. Insbesondere wird der Nulldurchgang der Feldstärke und damit die Lage jedes Einzelleiters festgestellt werden können. Bei einer verdrillten, in einem Gummi- oder Kunststoffschlauch verlegten Doppelleitung ist das anders. Bei ihr ist der Abstand der Leiter zu gering. Hierbei achtet man lediglich auf maximalen Ausschlag, der längs der Leitung gewissen Schwankungen unterliegen wird, je nachdem, ob die von beiden Adern gebildete Fläche parallel zur Wand verläuft oder nicht (Bild 6). An den Überkreuzungsstellen (a) ist die magnetische Wirkung am schwächsten. Das stört praktisch jedoch kaum. Wenn die Leitung sehr eng verdrillt ist, muß man statt einer oder mehrerer Glühlampen eine Heizsonne oder ein Plätteisen als Testverbraucher einschalten.

Beim Aufsuchen eines Kurzschlusses, dessen Lage oft in bekannter Weise durch Abklemmen von Leitungsgruppen an den Verteilerdosen bereits eingekreist sein kann, ersetzt man vorübergehend die durchgebrannte Sicherung durch einen Stromverbraucher. Die beschriebene magnetische Wirkung der Doppelleitung verschwindet dann am Kurzschlußort (Bild 7). In ähnlicher Weise findet man auch den Kurzschluß in einer flexiblen Anschlußschnur.

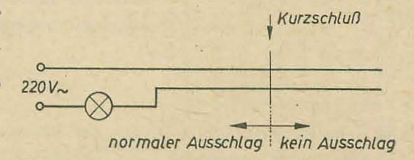


Bild 7: Doppelleitung mit Kurzschluß

Zum Auffinden einer einadrig unterbrochenen Doppelleitung ist über die nicht unterbrochene Ader ein Strom zu leiten. Das geschieht mit Hilfe einer provisorischen Leitung, die einpolig an eine stromführende Steckdose angeschlossen wird (Bild 8). Ist der Nulleiter unterbrochen, schaltet man einen Stromverbraucher zwischen die Wasserleitung und die nicht unterbrochene Ader, an der die „Phase" liegt. Es entsteht dann eine großflächige Induktionsschleife mit starker magnetischer Ausstrahlung. Die Leitung findet man durch den Nulldurchgang des Ausschlages in unmittelbarer Nähe des Leiters. Auf diese Weise kann man auch den Verlauf eines Koaxialkabels, wie es bei Installationen für Gemeinschaftsantennenanlagen verwendet wird, feststellen, wenn man den Mantel als Leiter für den Teststrom benutzt.

In derartigen Gemeinschaftsantennen-Anlagen soll es jedoch bei Neueinzug oder beim Umzug von Mietern häufiger zu Kurzschlüssen durch Nägel und Bilderhaken kommen, die unglücklicherweise in das Kabel eindringen. Koaxialkabel besitzen nun auf Grund ihrer mechanischen Konstruktion ein kaum feststellbares äußeres magnetisches Feld, so daß es nicht möglich sein wird, den Kurzschluß nach der bisher erläuterten Methode zu orten. In einigen praktisch vorgekommenen Fällen ist man jedoch mit folgenden Überlegungen zum Ziel gekommen: Es wird angenommen, daß sich zum Zeitpunkt der Fehlersuche der Nagel oder Haken, der in das Kabel eingerungen ist, noch in der Wand befindet. Die Teilnehmeranschlußdosen am Anfang und

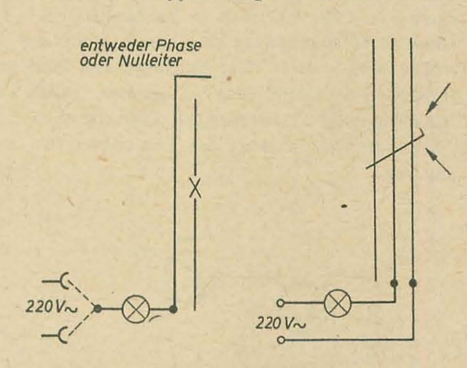


Bild 8: Einadrig unterbrochene Doppelleitung

Bild 9: Koaxialkabel mit Kurzschluß durch einen Nagel oder Haken

Ende des untersuchten Leitungsabschnittes sind dann zu öffnen und die darin befindlichen Entkopplungselemente vorübergehend zu entfernen. Über den Leitungsabschnitt, in dem sich der Kurzschluß befindet, ist nun ein Wechselstrom von einigen Ampere zu leiten. Der Nulleiter muß dabei stets mit dem Außenmantel des Kabels verbunden werden. An dem Haken oder Nagel, der den Kurzschluß verursacht, stellt man dann an den im Bild 9 gekennzeichneten Stellen einen starken magnetischen Induktionseffekt fest.

Die Anwendung der hier beschriebenen Suchverfahren kann durch die Streufelder von Transistoren und Motoren empfindlich gestört werden. Diese sind gegebenenfalls (auch in den benachbarten Stockwerken) für kurze Zeit außer Betrieb zu setzen. Ferner können eiserne Rohrleitungen und die Armierung von Betonwänden das magnetische Feld zuweilen stark verzerren.

Zusammenfassung

Bei genauer Kenntnis der physikalischen Grundlagen und bei einiger Erfahrung in der Handhabung der beschriebenen magnetischen Sonde wird durch das kleine Gerät dem Praktiker die oft recht mühselige Arbeit des Aufsuchens von Fehlern in Leitungen erleichtert. Gegenüber anderen (z. B. in Westdeutschland auf dem Markt befindlichen) Geräten zeichnet es sich durch geringe Herstellungskosten aus, da es als Zusatzgerät zu einem meistens bereits vorhandenen Universalmeßgerät ausgelegt ist.

Die geschilderten Eingriffe in das Lichtnetz sind selbstverständlich nur den dafür zugelassenen Fachkräften gestattet. *Electronus*

Berechnung von Transistorschaltungen mit Vierpolmatrizen

Dipl.-Ing H. ALBRECHT

Mitteilung aus dem Institut für Fernmelde- und HF-Technik, Universität Rostock

In einem früheren Beitrag [radio und fernsehen 1 (1962)] wurden die Parameter der Zusammenschaltung eines Transistors mit einfachsten passiven Netzwerken mit Hilfe von Vierpolmatrizen berechnet. Im folgenden sollen die Parameter einer speziellen Zusammenschaltung von zwei Transistoren ermittelt werden. Wir wollen uns dabei auf die von den Herstellern allgemein angegebenen h-Parameter der Emitterschaltung stützen.

Die Schaltung im Bild 1 ist aus der Literatur bekannt, meist verwendet man für den ersten Transistor einen pnp-Typ und für den zweiten einen npn-Typ. Sie dient in Verbindung mit passiven Netzwerken zur Erzeugung negativer, reeller Widerstände. Um die folgenden Darstellungen verständlicher zu machen, sollen zunächst einige Bemerkungen über die vierpolmäßige Beschreibung des Transistors vorangehen.

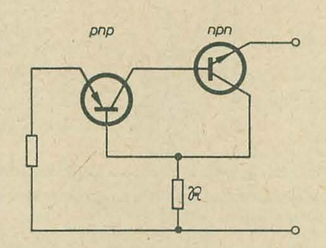


Bild 1: Schaltung zur Erzeugung eines negativen Widerstandes

Bedeutung und Berechnung der h-Parameter für Emitter-, Basis- und Kollektorschaltung

Wie bekannt, beziehen sich die h-Parameter der Transistoren immer auf eine bestimmte Zählweise für die Ströme und Spannungen am Vierpol (Bild 2). Dabei ist zu beachten, daß es sich immer um kleine Wechselströme und -spannungen handeln soll.

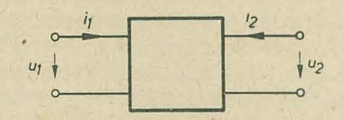


Bild 2: Ströme und Spannungen am Vierpol

Wie stimmen nun die physikalisch am Transistor meßbaren Ströme und Spannungen mit der gewählten Zählweise überein? An der Basis im Bild 3 nimmt bei einer Potentialerhöhung um $+ dU_1$ auch der (positive) Strom um $+ dI_1$ zu, als Null- bzw. Bezugspunkt gilt dabei natürlich der Gleichstromarbeitspunkt. Analog verhält sich auch die Kollektorseite, wie man aus den Kennlinien der Bilder 4 und 5 sofort entnimmt. Für die beiden fehlenden Parameter, die die Eingangs- und Ausgangsgrößen miteinander verknüpfen, erhält man ein analoges Ergebnis. Es bestätigt sich also, daß bei der gewählten Zählweise in Übereinstimmung mit den physikalischen Verhältnissen die h-Parameter der Emitterschaltung alle positiv sind:

$$u_1 = h_{11}i_1 + h_{12}u_2 \quad (1)$$

$$i_2 = h_{21}i_1 + h_{22}u_2 \quad (2)$$

Die angestellte Überlegung gilt zunächst nur für einen pnp-Transistor. Ein npn-Transistor hat jedoch die gleichen Kennlinien, nur die Koordinatenachsen tragen dann sämtlich positive Vorzeichen. Das Wechselstromverhalten des Transistors wird nur durch die Steigung der Kennlinien im jeweiligen Arbeitspunkt bestimmt, so daß beide Transistortypen wechselstrommäßig völlig gleichwertig sind. Auch beim npn-Transistor sind alle h-Parameter positiv! Für die folgenden Untersuchungen ist es also gleichgültig, ob ein pnp-Transistor oder ein npn-Transistor verwendet wird.

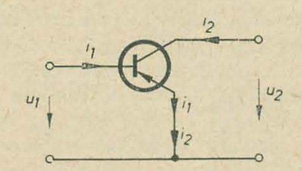


Bild 3: Transistor als Vierpol

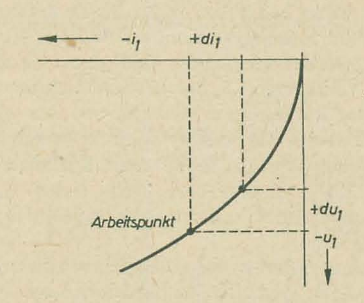


Bild 4: Eingangskennlinie

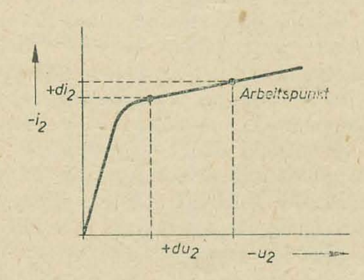


Bild 5: Ausgangskennlinie

Noch ein Wort zur Phasenlage von Strömen und Spannungen im Vergleich zu Röhren. Bei der Röhre war $i_a = S \cdot u_g$, die Zählweise ist mit der beim Transistor identisch. Bei Einschaltung eines Außenwiderstandes R_L in den Anodenstromkreis ist $u_a = - i_a \cdot R_L$, d. h. die Wechselspannung am Außenwiderstand ist gegenphasig zur eingezeichneten Richtung im Bild 6. Beim Transistor ist ebenfalls

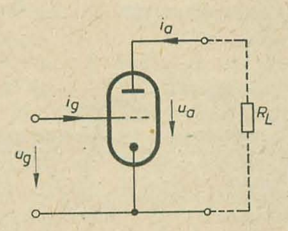


Bild 6: Ströme und Spannungen an einer Röhre

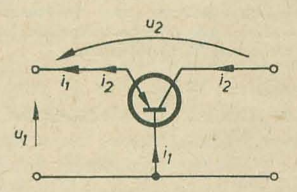


Bild 7: Umgezeichnete Emitterschaltung

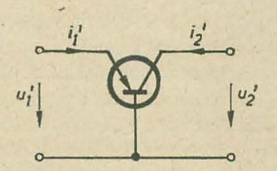


Bild 8: Basisschaltung

$u_2 = - i_2 \cdot R_L$, u_2 ist also in Emitterschaltung gegenphasig zu u_1. Da i_1 und u_1 gleichphasig sind, sind auch u_2 und i_1 gegenphasig, i_1 und i_2 gleichphasig. Bei der Basisschaltung sind i_1 und i_2 gegenphasig und damit i_1 und u_2 gleichphasig, ebenso u_1 und u_2. Bei der Kollektorschaltung gilt: u_1 und i_1 gleichphasig, i_1 und i_2 gegenphasig, i_1 bzw. u_1 und u_2 gleichphasig. Es ist stets angenommen, daß u_2 als Spannungsabfall am äußeren Widerstand R_L entsteht.

In der später untersuchten Schaltung werden Transistoren in Basis- und Kollektorschaltung behandelt. Wir vergewissern uns daher einer exakten Berechnung der h-Parameter der Basis- und Kollektorschaltung, wenn die h-Parameter der Emitterschaltung als gegeben angesehen werden. Zur Ermittlung der entsprechenden Beziehungen zeichnet man die Emitterschaltung mit ihren Strömen und Spannungen in die Basisschaltung (Bild 7) um

und vergleicht diese mit der vierpolmäßig richtigen Basisschaltung (Bild 8).
Man liest folgende Zuordnung der Ströme und Spannungen ab:

$$u_1 = -u_1' \qquad u_2 = u_2' - u_1'$$
$$i_1 = -i_2' - i_1' \qquad i_2 = i_2'$$

Die Werte u' und i' setzen wir in die Emittergleichungen (1) und (2) ein:

$$-u_1' = h_{11}(-i_1' - i_2') + h_{12}(u_2' - u_1')$$
$$i_2' = h_{21}(-i_1' - i_2') + h_{22}(u_2' - u_1')$$

und bringen diese Gleichungen nach einer kleinen Zwischenrechnung auf die „Normalform“

$$u_1' = \frac{h_{11}}{1 + h_{21} + \Delta h - h_{12}} i_1' + \frac{\Delta h - h_{12}}{1 + h_{21} + \Delta h - h_{12}} u_2' \qquad (3)$$

$$i_2' = \frac{-h_{21} - \Delta h}{1 + h_{21} + \Delta h - h_{12}} i_1' + \frac{h_{22}}{1 + h_{21} + \Delta h - h_{12}} u_2' \qquad (4)$$

Daraus entnimmt man die h'-Parameter der Basisschaltung, unter der sicher zulässigen Annahme, daß Δh und h_{12} sehr klein gegen h_{21} sind:

$$h_{11}' \approx \frac{h_{11}}{1 + h_{21}} \qquad h_{12}' \approx \frac{\Delta h - h_{12}}{1 + h_{21}}$$

$$h_{21}' \approx -\frac{h_{21}}{1 + h_{21}} \qquad h_{22}' \approx \frac{h_{22}}{1 + h_{21}}$$

$$\Delta h' \equiv \Delta h = h_{11}h_{22} - h_{12}h_{21}$$

Um die Parameter der Kollektorschaltung zu bestimmen, vergleicht man wieder die umgezeichnete Emitterschaltung (Bild 9) mit der vierpolmäßig richtigen Kollektorschaltung (Bild 10) und entnimmt folgende Zuordnung der Ströme und Spannungen:

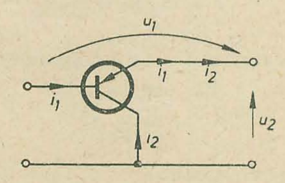


Bild 9: Umgezeichnete Emitterschaltung

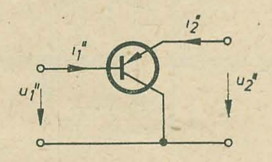


Bild 10: Kollektorschaltung

$$u_1 = u_1'' - u_2'' \qquad u_2 = -u_2''$$
$$i_1 = i_1'' \qquad i_2 = -i_1'' - i_2''$$

Die Werte u'' und i'' setzen wir wieder in die Emittergleichungen (1) und (2) ein:

$$u_1'' - u_2'' = h_{11}(i_1'') + h_{12}(-u_2'')$$
$$-i_1'' - i_2'' = h_{21}(i_1'') + h_{22}(-u_2'')$$

und bringen diese Gleichungen auf die „Normalform“

$$u_1'' = h_{11}i_1'' + (1 - h_{12})u_2'' \qquad (5)$$
$$i_2'' = (-1 - h_{21})i_1'' + h_{22}u_2'' \qquad (6)$$

Daraus entnimmt man die h''-Parameter der Kollektorschaltung, hier ohne jede Vernachlässigung:

$$h_{11}'' = h_{11} \qquad h_{12}'' = 1 - h_{12}$$
$$h_{21}'' = -(1 + h_{21}) \qquad h_{22}'' = h_{22}$$
$$\Delta h'' = 1 + h_{21} + \Delta h - h_{12}$$

Kettenschaltung von zwei Vierpolen

Die zwei Transistoren unserer gewünschten Schaltung (Bild 1) sind in „Kette“ geschaltet, d. h. der Ausgang des ersten Transistors ist unmittelbar mit dem Eingang des zweiten Transistors verbunden. Wir greifen an dieser Stelle wieder zurück auf die vorhandenen Ergebnisse der Vierpoltheorie, die besagen, daß man die Kennwerte der Kettenschaltung von zwei Vierpolen zweckmäßig über die Parameter der Kettenmatrizen der beiden einzelnen Vierpole berechnet. Diese Parameter bezeichnen wir mit $a_{11} \cdots a_{22}$. Das zugehörige Gleichungspaar lautet:

$$u_1 = a_{11}u_2 + a_{12}i_2 \qquad (7)$$
$$i_1 = a_{21}u_2 + a_{22}i_2 \qquad (8)$$

Die Beziehungen zwischen den a-Parametern und h-Parametern findet man wieder durch Umstellen der Gleichungen und Vergleich zu:

$$a_{11} = -\frac{\Delta h}{h_{21}} \qquad a_{12} = \frac{h_{11}}{h_{21}}$$

$$h_{11} = \frac{a_{12}}{a_{22}} \qquad h_{12} = \frac{\Delta a}{a_{22}}$$

$$a_{21} = -\frac{h_{22}}{h_{21}} \qquad a_{22} = \frac{1}{h_{21}}$$

$$h_{21} = \frac{1}{a_{22}} \qquad h_{22} = -\frac{a_{21}}{a_{22}}$$

$$\Delta a = \frac{h_{12}}{h_{21}} \qquad \Delta h = -\frac{a_{11}}{a_{22}}$$

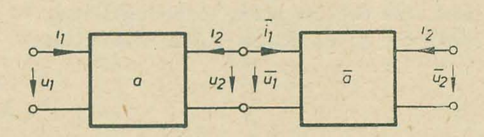


Bild 11: Kettenschaltung von Vierpolen

Bei der Kettenschaltung von zwei Vierpolen bestimmt man die a-Parameter mit Hilfe der Gleichungspaare der einzelnen Vierpole, indem man die „inneren“ Ströme und Spannungen eliminiert (Bild 11):

$$u_1 = a_{11}u_2 + a_{12}i_2 \qquad (9)$$
$$i_1 = a_{21}u_2 + a_{22}i_2 \qquad (10)$$
$$\overline{u}_1 = \overline{a}_{11}\overline{u}_2 + \overline{a}_{12}\overline{i}_2 \qquad (11)$$
$$\overline{i}_1 = \overline{a}_{21}\overline{u}_2 + \overline{a}_{22}\overline{i}_2 \qquad (12)$$

Wir ersetzen in den Gleichungen (9) und (10) u_2 durch $\overline{u}_1$ und i_2 durch $-\overline{i}_1$ und erhalten:

$$u_1 = (a_{11}\overline{a}_{11} - a_{12}\overline{a}_{21})\overline{u}_2 + (a_{11}\overline{a}_{12} - a_{12}\overline{a}_{22})\overline{i}_2 \qquad (13)$$

$$i_1 = (a_{21}\overline{a}_{11} - a_{22}\overline{a}_{21})\overline{u}_2 + (a_{21}\overline{a}_{12} - a_{22}\overline{a}_{22})\overline{i}_2 \qquad (14)$$

Die eingeklammerten Gesamtparameter weichen wegen der gewählten Stromrichtungen von den sonst in der Vierpoltheorie bekannten Ausdrücken ab!
Mit den jetzt entwickelten Beziehungen kann die Untersuchung der angegebenen Schaltung durchgeführt werden.

Berechnung der h-Parameter der Transistorkettenschaltung

Die Bezeichnung der verschiedenen Parameter ist aus Bild 12 ersichtlich. Es sei noch einmal erwähnt, daß es gleichgültig ist, ob der eine oder andere Transistor durch einen npn-Typ ersetzt wird.
Wir führen nach wie vor alle Parameter auf die h-Parameter der Emitterschaltung zurück. Für den ersten Transistor in Basisschaltung erhält man folgende Kettenparameter:

$$a_{11} \approx \frac{\Delta h(1 + h_{21})}{h_{21}} \qquad a_{12} \approx -\frac{h_{11}}{h_{21}}$$

$$a_{21} \approx \frac{h_{22}}{h_{21}} \qquad a_{22} \approx -\left(\frac{1 + h_{21}}{h_{21}}\right)$$

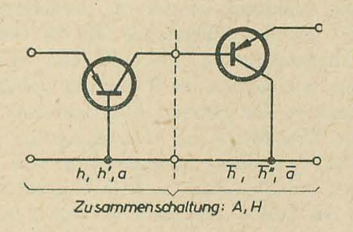


Bild 12: Parameter der Transistorschaltung

Für den zweiten Transistor in Kollektorschaltung erhält man die folgenden Kettenparameter:

$$\overline{a}_{11} \approx 1 \qquad \overline{a}_{12} = -\frac{\overline{h}_{11}}{1 + \overline{h}_{21}}$$

$$\overline{a}_{21} = \frac{\overline{h}_{22}}{1 + \overline{h}_{21}} \qquad \overline{a}_{22} = -\frac{1}{1 + \overline{h}_{21}}$$

Die Kettenparameter der Zusammenschaltung ergeben sich dann nach den Gleichungen (13) und (14) zu:

$$A_{11} \approx \Delta h \frac{1 + h_{21}}{h_{21}}$$

$$A_{12} \approx -\frac{\overline{h}_{11}\Delta h}{\overline{h}_{21}} - \frac{h_{11}}{h_{21}(1 + \overline{h}_{21})}$$

$$A_{21} \approx \frac{h_{22}}{h_{21}} + \frac{\overline{h}_{22}}{\overline{h}_{21}} \qquad A_{22} \approx -\frac{1}{\overline{h}_{21}}$$

$$\Delta A \approx -\Delta h \frac{1 + h_{21}}{h_{21}\overline{h}_{21}}$$

Daraus erhält man sofort nach den Regeln der „Rückwandlung“ die H-Parameter der Zusammenschaltung:

$$H_{11} \approx \Delta h \cdot \overline{h}_{11} \frac{(1 + \overline{h}_{21})}{\overline{h}_{21}} + \frac{h_{11}}{h_{21}}$$

$$H_{12} \approx \Delta h \frac{1 + h_{21}}{h_{21}}$$

$$H_{21} \approx -\overline{h}_{21}$$

$$H_{22} \approx h_{22} \frac{\overline{h}_{21}}{h_{21}} + \overline{h}_{22}$$

$$\Delta H \approx \Delta h \frac{1 + h_{21}}{h_{21}} \cdot \overline{h}_{21}$$

Eigenschaften der Transistorkombination

Nach der Bestimmung der Kennwerte für die Kombination der beiden Transistoren seien jetzt einige Eigenschaften von Schaltungen hergeleitet, die mit dieser Kombination aufgebaut werden können. Um einfachere numerische Beispiele zu erhalten, wird vorausgesetzt, daß die beiden verwendeten Transistoren gleiche h-Parameter in ihrer Emitterschaltung haben. Es werden folgende Zahlenwerte angenommen:

$h_{11} = 5 \cdot 10^3\ \Omega$ bzw. $H_{11} = 200\ \Omega$
$h_{12} = 2 \cdot 10^{-3}$ $\quad H_{12} = 4 \cdot 10^{-2}$
$h_{21} = 30$ $\quad H_{21} = -30$
$h_{22} = 2 \cdot 10^{-5}\ S$ $\quad H_{22} = 4 \cdot 10^{-5}\ S$
$\Delta h = 4 \cdot 10^{-2}$ $\quad \Delta H = 1{,}2$

An die Schaltung ist nur die Forderung zu stellen, daß die Widerstände, die der Gleichspannungszuführung zwischen den beiden Transistoren dienen, die Bedingung einhalten, daß nahezu der gesamte Ausgangsstrom des ersten Transistors als Eingangsstrom des zweiten Transistors wirksam wird, d. h. die Widerstände müssen möglichst groß sein. Falls der zweite Transistor ein npn-Typ ist, kann der Koppelkondensator entfallen. Der Kollektor des ersten Transistors und die Basis des zweiten liegen dann auf gleichem Potential. Bei größerem Batterieaufwand ist diese Schaltung natürlich auch mit zwei Transistoren gleicher Polarität realisierbar.

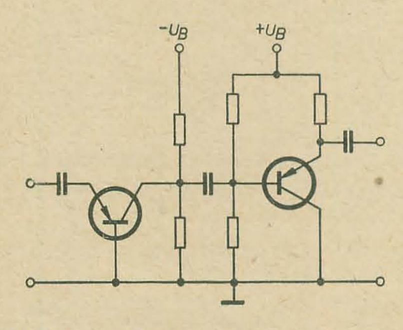


Bild 13: Verstärkerschaltung

Eigenschaften als Verstärker

Bild 13 zeigt die Verstärkerschaltung.

Stromverstärkung

$$g_i = \frac{H_{21}}{1 + H_{22} R_L} \rightarrow (-)\ 27{,}7 \quad \text{bei} \quad R_L = R_{L\,opt}$$

Spannungsverstärkung

$$g_u = \frac{(-)\ H_{21} R_L}{H_{11} + R_L \Delta H} \rightarrow (+)\ 23$$

bei $\quad R_L = R_{L\,opt}$

Eingangswiderstand

$$R_e = \frac{H_{11} + R_L \Delta H}{1 + R_L H_{22}} \rightarrow 2400\ \Omega$$

bei $\quad R_L = R_{L\,opt}$

$$R_{g\,opt} = \sqrt{\frac{H_{11}}{H_{22}}} \cdot \sqrt{\Delta H} = 2400\ \Omega$$

Ausgangswiderstand

$$R_a = \frac{H_{11} + R_g}{\Delta H + R_g H_{22}} \rightarrow 2000\ \Omega$$

bei $\quad R_g = R_{g\,opt}$

$$R_{L\,opt} = \sqrt{\frac{H_{11}}{H_{22}}} \cdot \sqrt{\frac{1}{\Delta H}} = 2000\ \Omega$$

Das Verhältnis $R_{g\,opt} : R_{L\,opt}$ ist immer $= \Delta H$.

Die Schaltung hat als Verstärker keine besonderen Eigenschaften, außer daß $R_{g\,opt}$ und $R_{L\,opt}$ sich wenig unterscheiden.

Eigenschaften bei Gegenkopplung

Eingangswiderstand
bei Stromgegenkopplung

Bild 14 zeigt die Prinzipschaltung einer Stromgegenkopplung. Eine verbesserte Näherungsformel lautet:

$$R_e \approx \frac{H_{11} + \Delta H (R + R_L) + R (1 + H_{21})}{1 + H_{22} (R + R_L)}$$

Da H_{21} negativ ist, kann der Eingangswiderstand bei Überschreiten eines bestimmten Wertes von R ebenfalls negativ werden. Die Bedingung dafür ergibt sich aus

$$H_{11} + \Delta H R_L + \Delta H R + R - R\,|\,H_{21}\,| \leqq 0$$

zu

$$R \geqq \frac{H_{11} + \Delta H R_L}{|\,H_{21}\,| - 1 - \Delta H}$$

Mit den angegebenen Zahlenwerten und einem angenommenen $R_L = 1\ k\Omega$ müßte $R \geqq 50\ \Omega$ sein, damit der Eingangswiderstand negativ wird. Die Gegenkopplung funktioniert auch, wenn der an R_e gelegte äußere Widerstand

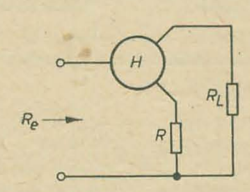


Bild 14: Prinzipschaltung einer Stromgegenkopplung

sehr klein ist (der für die Gegenkopplung maßgebliche Strom fließt im Ausgangskreis). Bei Leerlauf zwischen den Eingangsklemmen ist jedoch keine Steuerspannung am Eingang des ersten Transistors mehr wirksam: d. h. die Schaltung ist leerlaufstabil.

Ausgangswiderstand
bei Stromgegenkopplung

Analog zum Eingangswiderstand erhält man

$$R_a \approx \frac{H_{11} + R_g + R (H_{21} + 1)}{\Delta H + H_{22} R_g}$$

und die Bedingung für den negativen Ausgangswiderstand lautet

$$R \geqq \frac{H_{11} + R_g}{|\,H_{21}\,| - 1}$$

R_a ist ebenfalls leerlaufstabil und kann also nur zur Entdämpfung eines Reihenschwingkreises dienen, bzw. eines Netzwerkes mit analogem Charakter.

Eingangswiderstand
bei Spannungsgegenkopplung

Im Bild 15 ist die Prinzipschaltung einer Spannungsgegenkopplung dargestellt. Auch bei Spannungsgegenkopplung können die Ein- und Ausgangswiderstände negativ werden. Da hier bei ein- oder ausgangsseitigem Kurzschluß keine gegenkoppelnde Spannung mehr

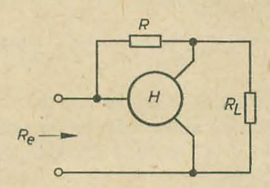


Bild 15: Prinzipschaltung einer Spannungsgegenkopplung

vorhanden ist, sind diese beiden Widerstände kurzschlußstabil und können daher zur Entdämpfung von Schaltungen mit dem Verhalten eines Parallelschwingkreises benutzt werden. Es ist

$$R_e \approx \frac{H_{11} + \Delta H R_L}{1 + H_{22} R_L + H_{21} \frac{R_L}{R}}$$

Bedingung für negativen Eingangswiderstand:

$$R \leqq \frac{|\,H_{21}\,|\,R_L}{1 + H_{22} R_L}$$

Ausgangswiderstand
bei Spannungsgegenkopplung

$$R_a \approx \frac{H_{21} + R_g}{\Delta H + H_{22} R_g + H_{21} \frac{R_g}{R}}$$

Bedingung für negativen Ausgangswiderstand:

$$R \leqq \frac{|\,H_{21}\,|\,R_g}{\Delta H + H_{22} R_g}$$

Zusammenfassung

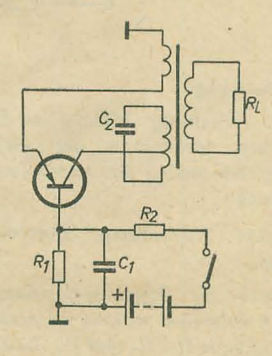
Für eine spezielle Zusammenschaltung von zwei Transistoren wurde gezeigt, wie man die gemeinsamen Parameter aus den h-Parametern der einzelnen Transistoren bestimmen kann. Mit diesen neuen Parametern, die die Zusammenschaltung kennzeichnen, kann man genauso operieren, wie mit den Parametern eines einzelnen Transistors. Unter Hinweis auf die wechselstrommäßige Gleichwertigkeit von pnp- und npn-Transistoren werden die Eigenschaften von Verstärkerschaltungen und Schaltungen zur Erzeugung negativer, reeller Widerstände kurz angegeben.

Leistungsoszillatoren mit Transistoren

Ein Mechanismus, der sinusförmige elektrische Schwingungen erzeugen soll, muß folgende Elemente enthalten [1]:

1. Ein frequenzbestimmendes Element, z. B. einen LC-Schwingkreis, einen mechanischen Schwinger, eine Kombination von RC-Gliedern.
2. Ein Steuerorgan mit Rückführung (Rückkopplung), das die aus einer Gleichstromquelle stammende Energie im richtigen Takt dem schwingfähigen Gebilde nach 1. zuführt (z. B. Röhren- oder Transistorverstärker).
3. Eine amplitudenbegrenzende Einrichtung, die den Verstärkungsfaktor oder den Rückkopplungsfaktor mit steigender Amplitude vermindert und dafür sorgt, daß die Schwingungen nicht zu Kippschwingungen entarten.

Bei Oszillatoren mit Röhren erfolgt die Amplitudenbegrenzung meistens mit Hilfe einer RC-Kombination im Gitterkreis, deren Wirkungsweise der Funktechniker und Elektroniker sozusagen als technische Schulweisheit beherrscht. Die amplitudenbegrenzenden Vorgänge, die bei Transistoroszillatoren eine Rolle spielen, sind dagegen weniger geläufig und bisher auch nur selten in der Literatur behandelt worden.



Schaltung des Oszillators in Basisschaltung

Aus diesem Grunde ist eine Arbeit von *M. Kocsis* in den Techn. Mitteilungen der Tungsram A.G., Budapest, besonders interessant [2]. Sie soll hier in ihren wesentlichen Teilen referiert werden.

Die Schaltung zeigt das Bild. Der Transistor arbeitet in Basisschaltung. Solange die Leistungsverstärkung in Basisschaltung so hoch ist, daß die Steuerleistung gegenüber der Ausgangsleistung nicht ins Gewicht fällt, kommt merkwürdigerweise in Oszillatorschaltungen die an sich höhere Leistungsverstärkung der Emitterschaltung nicht zum Tragen. Die Basisschaltung mit ihrer höheren Grenzfrequenz bzw. ihrer besseren Phasenreinheit ist stets günstiger.

Beim Anlegen der Kollektorstromquelle wird über den Basisspannungsteiler (R_1, R_2) die Basis-Emitterstrecke des Transistors in Durchlaßrichtung zunächst so weit vorgespannt, daß der Arbeitspunkt des Transistors etwa im Gebiet der maximalen differentiellen Stromverstärkung liegt. Dadurch ist das sichere Anschwingen des Oszillators, der hierbei anfangs noch im A-Betrieb arbeitet, sichergestellt. Mit zunehmender Amplitude wird die Emitter-Basisstrecke, die hier ähnlich wie ein Gleichrichter mit Ladekapazität arbeitet, stärker in Sperrichtung vorgespannt. Der Stromflußwinkel des Emitter- und Kollektorstromes wird dadurch kleiner, jedoch führt die damit verbundene Abnahme der Verstärkung nicht zu einer ausreichenden Amplitudenbegrenzung.

Die Amplitude der Kollektorwechselspannung nimmt weiter zu, bis sie etwas größer geworden ist als die Batteriespannung. Dann wird die Kollektor-Basis-Diode umgepolt und geringfügig in das Durchlaßgebiet gesteuert. Entsprechend dem Kirchhoffschen Gesetz ($i_c + i_b + i_e = 0$) ist damit ein starker Anstieg des Basisstromes verbunden, der an dem im Basiskreis liegenden Widerstand R_1 einen entsprechenden hohen Spannungsabfall erzeugt. Das führt zu einer fühlbaren Verschiebung des Arbeitspunktes in Sperrichtung (der Emitterdiode), die den Stromflußwinkel verkleinert und die mittlere Verstärkung für große Signale stark herabsetzt. Im Grunde genommen handelt es sich um eine außerordentlich starke Gleichstromgegenkopplung, die, wie die Messungen des Verfassers [2] zeigen, trotz Streuung der Transistorparameter, trotz der Schwankungen von Umgebungstemperatur und Belastung die Konstanz der Oszillatorspannung gewährleistet.

Um Unterlagen für die Dimensionierung der Schaltung zu gewinnen, untersucht der ungarische Verfasser dann den Transistorverstärker in Basisschaltung bei C-Betrieb. Es wird ein dynamischer Eingangswiderstand ermittelt, der aus dem idealisierten Durchlaßwiderstand der Emitter-Basis-Diode und dem Stromflußwinkel berechnet werden kann. Ferner werden die Oberwellenanteile der Kollektorstromimpulse, die Wechselstromleistung, die Kollektorverlustleistung und der Wirkungsgrad des Transistorverstärkers (Basisschaltung, C-Betrieb) ebenfalls in Abhängigkeit vom Stromflußwinkel berechnet und grafisch dargestellt. Dabei zeigt sich, daß ein bestimmter kritischer Stromflußwinkel existiert, bei dem die maximal zulässige Verlustleistung des Transistors und der maximal zulässige Spitzenstrom, der seinerseits von der Breite und Kurvenform des Kollektorstromimpulses abhängig ist, gleichzeitig erreicht werden. Der Referent kam bei Untersuchungen über B-Endstufen von Transistoren auf ähnliche Weise zu dem Begriff der „kritischen Batteriespannung" [3], [4]. In der ungarischen Originalarbeit wird gefolgert, daß für Leistungsoszillatorenbetrieb (Klasse C) ein großer maximaler Spitzenstrom und für NF-Endstufen (Klasse B) höhere zulässige Kollektorverlustleistung zu fordern ist.

Es folgen schließlich Dimensionierungsregeln für Transistor-Leistungsoszillatoren, die bis zu einer Frequenz von $f_{Betrieb} = 0{,}1 \cdot f_\alpha$ gelten. Ein vollständiges Beispiel wird durchgerechnet. Die Frequenzstabilität lag bei $5 \cdot 10^{-5}/°C$. Wegen der einschränkenden Voraussetzung hinsichtlich der Betriebsfrequenz werden nach den angegebenen Methoden vor allem Lösch- und Vormagnetisierungsoszillatoren für Tonbandgeräte berechnet werden können. Die Anwendung des hier dargelegten Verfahrens zur Amplitudenbegrenzung bei Drifttransistoren, deren Emitter-Basis-Charakteristik bekanntlich bereits bei kleinen Sperrspannungen Gebiete mit negativem, differentiellem Widerstand besitzt, wäre noch besonders zu untersuchen.

Bottke

Literatur

[1] H. Barkhausen: Lehrbuch der Elektronenröhren 3. Band, Rückkopplung; Verlag S. Hirzel, Leipzig, 1949

[2] M. Kocsis: Dimensionierung von Leistungsoszillatoren mit Transistoren; Tungsram Technische Mitteilungen 3 (1961) S. 92 ··· 109

[3] E. Bottke: Endstufen im Betrieb; Technische Mitteilungen des Instituts für Halbleitertechnik Teltow 60 T 5

[4] E. Bottke: Transistorendstufen kleiner Leistung in B-Betrieb; Nachrichtentechnik 2 (1961) S. 90

Die in deutscher Sprache abgefaßte Arbeit nach [2] kann als Fotokopie von der Dokumentationsstelle des Instituts für Halbleitertechnik, Teltow, Elbestr. 2, gegen eine geringe Gebühr bezogen werden.

Einfacher Rechteckgenerator mit zwei Esaki-Dioden

Mit einer Kombination von zwei Esaki-Dioden und einem Transformator mit Eisenkern läßt sich ein verhältnismäßig einfacher Rechteckgenerator aufbauen. Von der Hystereseschleife des Transformators muß allerdings verlangt werden, daß sie annähernd rechteckig verläuft. Vorteilhaft läßt sich ein derartiger Generator bei sehr niedrigen Spannungen anwenden, wie sie z. B. auch von Thermoelementen abgegeben werden. Das Anschwingen des symmetrisch aufgebauten Generators wird durch die doch in gewissen Grenzen unvermeidbare Unsymmetrie hervorgerufen.

Die Schwingfrequenz wird durch die Größe und durch das verwendete Material des Kernes, durch die Windungszahl und die Eingangsspannung bestimmt. Bei Verwendung von Germanium-Esaki-Dioden wird die zulässige Eingangsspannung auf 0,25 V begrenzt. Die maximale Leistung ergibt sich aus der zulässigen Stromdichte, die bei den heutigen Diodentypen zwischen 1 mA und 10 A liegt.

Aus „electronics" 22. Dezember 1961

Berechnung und Anwendung von linearen Vierpolen Teil 2

Ing. JÜRGEN WEGNER

Symmetrische Dämpfungsglieder

Wie schon (zu den Bildern 10 ··· 12) erwähnt wurde, sind bei symmetrischen Vierpolen die Eingangsseite und Ausgangsseite vertauschbar, da entsprechend liegende Widerstände gleich groß sind.
Viel wichtiger ist aber folgendes: Wird ein symmetrischer Vierpol mit dem Wellenwiderstand Z zwischen einen aktiven Zweipol mit R_i und einen passiven Zweipol R_a geschaltet und ist $R_a = R_i = Z$, so ist:

1. der Eingangswiderstand R'_a des symmetrischen Vierpoles bei nachfolgendem R_a:

$$R'_a = Z = R_a$$

2. der Innenwiderstand R'_i des aktiven Zweipoles mit dem nachfolgenden Vierpol wieder:

$$R'_i = Z = R_i$$

Während die erste Eigenschaft auch bei L-Gliedern gegeben ist, wird die zweite Eigenschaft nur von symmetrischen Vierpolen erfüllt. Symmetrische Vierpole sind natürlich teurer als unsymmetrische und werden nur dort verwendet, wo Anpassung nach „vorne und hinten" erforderlich ist (Bilder 22 und 24).

T-Schaltung

In der T-Schaltung (Bild 22) gilt für den Eingangswiderstand

$$R_a' = R_1 + \frac{R_2(R_1 + Z)}{R_2 + R_1 + Z} = Z \quad (15)$$

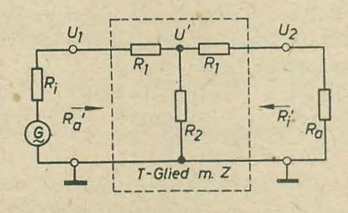


Bild 22: Zur Berechnung der T-Schaltung ($R_i = Z = R_a$)

Daraus findet man

$$\frac{R_1 + R_2 + Z}{R_2} = \frac{Z + R_1}{Z - R_1} \quad (15a)$$

Um die Dämpfung d zu finden, wird die Spannung U' eingeführt. Dann ist

$$\frac{U_1}{U'} = \frac{Z}{\frac{R_2 \cdot (R_1 + Z)}{R_2 + R_1 + Z}} \quad \text{und} \quad \frac{U'}{U_2} = \frac{R_1 + Z}{Z}$$

Durch Multiplikation der beiden Gleichungen erhält man

$$\frac{U_1}{U'} \cdot \frac{U'}{U_2} = d = \frac{Z}{\frac{R_2 \cdot (R_1 + Z)}{R_2 + R_1 + Z}} \cdot \frac{R_1 + Z}{Z}$$

$$d = \frac{R_1 + R_2 + Z}{R_2} \quad (16)$$

oder mit Gleichung (15a)

$$d = \frac{Z + R_1}{Z - R_1} \quad (17)$$

Aus Gleichung (17) ergibt sich weiterhin

$$R_1 = Z \cdot \frac{d - 1}{d + 1} \quad (18)$$

und nach Einsetzen von Gleichung (18) in Gleichung (16)

$$R_2 = 2 \cdot Z \cdot \frac{d}{d^2 - 1} \quad (19)$$

Schließlich findet man noch aus Gleichung (15a)

$$Z = \sqrt{2 \cdot R_1 \cdot R_2 + R_1^2} \quad (20)$$

Mit den Gleichungen (18) und (19) lassen sich für gegebene Werte von Z und d die erforderlichen Werte für R_1 und R_2 der T-Schaltung berechnen. Mit den Gleichungen (20), (16) und (17) kann man von gegebenen T-Schaltungen Z und d bestimmen.

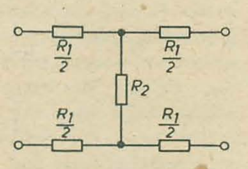


Bild 23: H-Schaltung

H-Schaltung

Die H-Schaltung (Bild 23) ist eine Abwandlung der T-Schaltung. Sie ist quersymmetrisch, d. h. die Längswiderstände R_1 sind auf alle Längsleitungen $\left(\text{mit je } \frac{R_1}{2}\right)$ verteilt. Man verwendet quersymmetrische Dämpfungsglieder in erdsymmetrischen Anlagen und Leitungen (z. B. Flachband-Antennenkabel).

π-Schaltung

Der Eingangswiderstand der π-Schaltung (Bild 24) beträgt:

$$R_a' = Z = \frac{\left(\frac{R_2 \cdot Z}{R_2 + Z} + R_1\right) \cdot R_2}{\frac{R_2 \cdot Z}{R_2 + Z} + R_1 + R_2}$$

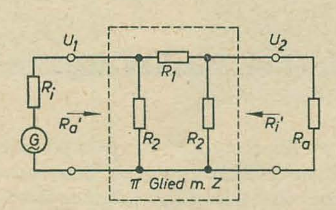


Bild 24: Zur Berechnung der π-Schaltung ($R_i = Z = R_a$)

und die Dämpfung

$$d = \frac{R_1 + \frac{R_2 \cdot Z}{R_2 + Z}}{\frac{R_2 \cdot Z}{R_2 + Z}}$$

Aus diesen beiden Ansätzen findet man nach einigen Umformungen die Gleichungen (21) und (22), aus denen sich bei gegebenen Werten von Z und d die Widertände R_1 und R_2 der π-Schaltung ergeben:

$$R_1 = \frac{Z}{2} \cdot \frac{d^2 - 1}{d} \quad (21)$$

$$R_2 = Z \cdot \frac{d + 1}{d - 1} \quad (22)$$

Ebenso ergeben sich die Gleichungen (23) bis (25), die eine Nachrechnung einer gegebenen π-Schaltung ermöglichen:

$$d = \frac{R_1(R_2 + Z)}{R_2 \cdot Z} + 1 \quad (23)$$

$$d = \frac{Z + R_2}{R_2 - Z} \quad (24)$$

$$Z = \sqrt{\frac{R_1 \cdot R_2^2}{R_1 + 2 \cdot R_2}} \quad (25)$$

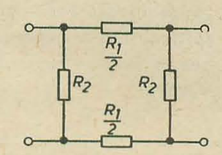


Bild 25: Viereckschaltung

Viereckschaltung

Die Viereckschaltung (Bild 25) ist die quersymmetrische Abwandlung der π-Schaltung. Für sie gelten analog die Anwendungen der H-Schaltung.

Überbrückte T-Schaltung (Stevensonschaltung)

Wenn man die Ausgangsgleichungen für R_a' und d aufstellen will, so ist zunächst für die Widerstände R_1, R_3 und R_3 (Bild 26) eine Dreieck-Stern-Umformung vorzunehmen. Dadurch erhält man eine reine T-Schaltung. Die Ableitung ist recht umständlich, sie führt jedoch auf sehr einfache Ergebnisse:

$$R_3 = Z \quad (26)$$

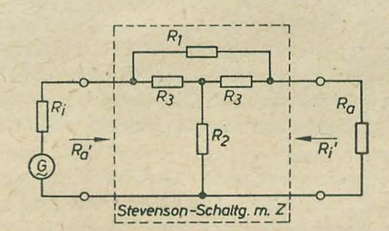


Bild 26: Stevensonschaltung ($R_a = Z = R_i$)

$$R_2 = \frac{Z}{d - 1} \quad (27)$$

$$R_1 = Z\,(d - 1) \quad (28)$$

$$Z = \sqrt{R_1 \cdot R_2} \quad (29)$$

$$d = \frac{R_1 + Z}{Z} \quad (30)$$

$$d = \frac{R_2 + Z}{R_2} \quad (31)$$

Beispiel 4:

Gegeben ist ein Dämpfungsglied nach Bild 27. Wie groß sind Z und d?

Nach Gleichung (25) ist

$$Z = \sqrt{\frac{750 \cdot 83^2}{750 + 2 \cdot 83}} = \sqrt{\frac{5170000}{916}} = 75\,\Omega$$

und nach Gleichung (24)

$$d = \frac{75 + 83}{83 - 75} = \frac{158}{8} = 20$$

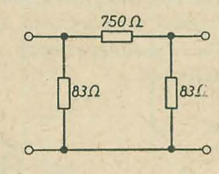


Bild 27: π-Schaltung zu Beispiel 4

Beispiel 5:

Gegeben ist ein Dämpfungsglied nach Bild 28. Wie groß sind Z und d?

Da $R_1 = 2 \cdot 40 = 80\,\Omega$ beträgt, ist nach Gleichung (20)

$$Z = \sqrt{2 \cdot 80 \cdot 50 + 80^2} = 120\,\Omega$$

und nach Gleichung (17)

$$d = \frac{120 + 80}{120 - 80} = \frac{200}{40} = 5$$

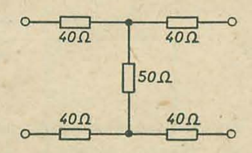


Bild 28: H-Schaltung zu Beispiel 5

Beispiel 6:

Die von einem Meßsender gelieferte Spannung läßt sich nicht genügend weit herabregeln. Sie soll durch nachgeschaltete Dämpfungsglieder 10 : 1 bzw. 100 : 1 herabgesetzt werden. Der Sender hat einen Innenwiderstand von 60 Ω (unsymmetrisch). Die Dämpfungsglieder sollen in T-Schaltung oder π-Schaltung ausgeführt werden.

Die Berechnungen der Dämpfungsglieder nach den Gleichungen (18) und (19) bzw. (21) und (22) ergeben die Schaltungen nach den Bildern 29a ··· 29d.

Im Prinzip ist es gleichgültig, ob eine T- oder π-Schaltung verwendet wird. Entschieden wird dies meist durch die verfügbaren Widerstände, z. B. dürfte der Widerstand $R_2 = 1{,}2\,\Omega$ (Bild 29c) kaum greifbar sein. Selbstverständlich dürfen keine Drahtwiderstände oder gewendelte Schichtwiderstände verwendet werden, sondern induktionsarme und kapazitätsarme Ausführungen von Schichtwiderständen, da sich sonst bei höheren Frequenzen wesentliche Fehler ergeben [2]. So macht sich zum Beispiel in der Schaltung nach Bild 29d die Eigenkapazität des 3-kΩ-Widerstandes bereits bei einigen MHz bemerkbar.

Aus den genannten Gründen dürfte eine Dämpfung von 100 : 1 mit einem Dämpfungsglied bei höheren Frequenzen kaum noch erreichbar sein. Zweckmäßig schaltet man zwei Dämpfungsglieder nach Bild 29a oder Bild 29b, also mit Z = 60 Ω und d = 10 in Kette zusammen. Nach Gleichung (7) ist dann die Gesamtdämpfung $d_{ges} = d_1 \cdot d_2 = 10 \cdot 10 = 100$.

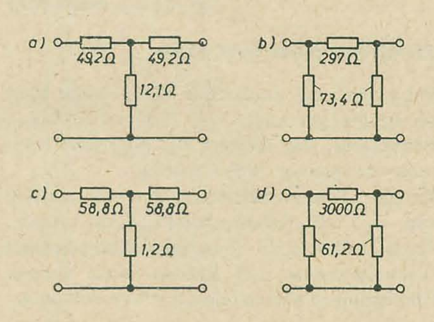


Bild 29: a) T-Glied für Z = 60 Ω, und d = 10, b) π-Glied für Z = 60 Ω und d = 10, c) T-Glied für Z = 60 Ω und d = 100, d) π-Glied für Z = 60 Ω und d = 100

Die Widerstände des Dämpfungsgliedes kann man in einem kleinen Metallkästchen oder Rohr unterbringen. Dabei ist der eine Anschluß durch einen Stecker, der andere durch eine entsprechende Buchse gegeben (Bild 30). Befindet sich am Senderausgang eine HF-Buchse, so steckt man in diese die Steckerseite S des Dämpfungsgliedes und kann so mit dem HF-Kabel an B die herabgesetzte Spannung abgreifen. Ist dagegen am Sender ein HF-Kabel angeschlossen und endet dieses auf einen Stecker, so steckt man diesen in B, so daß damit an S die geteilte Spannung zur Verfügung steht. Da das Dämpfungsglied symmetrisch ist, lassen sich Eingang und Ausgang vertauschen. Ein Dämpfungsglied, wie im Bild 29b berechnet und dargestellt, wird vom WF Berlin in der im Bild 30 dargestellten Form unter der Bezeichnung SFK 1 (Frequenzbereich 4 ··· 250 MHz) hergestellt.

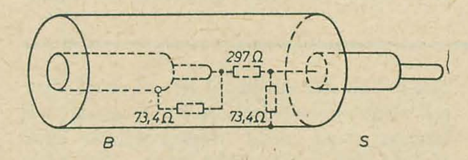


Bild 30: Beispiel für einen Aufbau eines symmetrischen Dämpfungsgliedes nach Bild 29b

Beispiel 7:

Mit einer TV-Antenne kann zugleich ein Fern- und ein Ortssender empfangen werden. Um beim Empfang des Ortssenders eine Übersteuerung des Empfängers zu vermeiden, soll ein Dämpfungsglied mit d = 20 in den Antenneneingang geschaltet werden. Kabel und Empfängereingang sind für 240 Ω symmetrisch ausgelegt. Es ist also ein quersymmetrisches Dämpfungsglied (H- oder Viereckschaltung) zu verwenden. Für Z = 240 Ω und d = 20 ergeben sich die Schaltungen nach den Bildern 31a und 31b.

Dämpfungsglieder mit stufenweiser (dekadischer) Umschaltung der Dämpfung.

Kettenleiter

Ein Kettenleiter ist aus einer Kettenschaltung von gleichartigen Dämpfungsgliedern zu entwickeln. Schaltet man z. B. vier π-Glieder nach Bild 29b für Z = 60 Ω und d = 10 in Kette, so erhält man die Schaltung nach Bild 32.

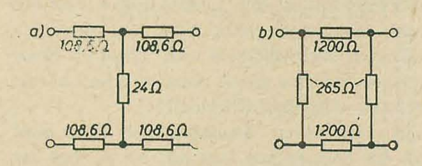


Bild 31: a) H-Schaltung für Z = 240 Ω und d = 20, b) Viereckschaltung für Z = 240 Ω und d = 20

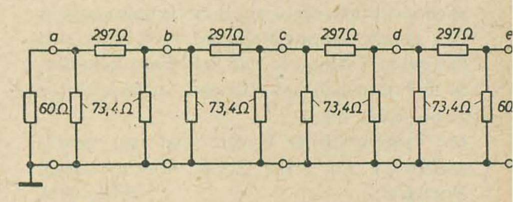


Bild 32: Entwicklung eines Kettenleiters für Z = 60 Ω

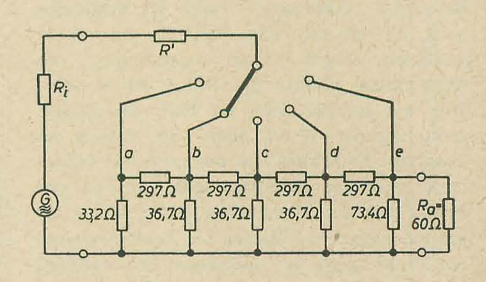


Bild 33: Kettenleiter für Z = 60 Ω

Wird die Kette am Anfang (Punkt a im Bild 32) und am Ende (Punkt b im Bild 32) mit einem Widerstand von der Größe Z — also mit 60 Ω abgeschlossen, so ist zwischen jedem Verkettungspunkt (Punkte a, b ··· e im Bild 32) und Masse ein Widerstand von der Größe $\frac{Z}{2}$ — hierbei also 30 Ω — meßbar. (Von jedem Verkettungspunkt aus wirkt nach links und nach rechts der Widerstand Z, so daß sich $\frac{Z}{2}$ ergibt).

Faßt man nun alle parallel liegenden Widerstände bei a, b, c und d zusammen und verbindet man die Verkettungspunkte noch mit einem Umschalter, so erhält man einen Kettenleiter nach Bild 33.

Der Eingangswiderstand dieser Schaltung ist bei Abschluß mit $R_a = 60\,\Omega$ in jeder Schalterstellung, wie oben bereits festgestellt wurde, stets gleich 30 Ω, d. h. der am

Aus der Reparaturpraxis

Auswechseln von Tastenschiebern bei „Stern 1“, „Stern 2“ und „Ilona“

Immer wieder ist festzustellen, daß bei den genannten Geräten Kontaktfehler an den Tastenschiebern auftreten. Leider wechseln die meisten Rundfunkmechaniker nach Feststellen des Fehlers die Tastensätze aus. Da dies eine umfangreiche, zeitraubende und materialraubende Arbeit ist, soll im folgenden kurz beschrieben werden, wie man das Gerät wieder instand setzt, ohne den Tastensatz auszutauschen.

Der Fehler äußert sich meist dadurch, daß das Gerät überhaupt nicht bzw. auf dem betreffenden Wellenbereich nicht arbeitet. Hierbei ist es ratsam, gleich nachzuprüfen, ob die Kontakte schließen (Ohmmeter).

Stellt man einen Kontaktfehler fest, baut man das Chassis aus und legt es so, daß der Tastensatz mit den Tasten vor einem und die Spulen oben liegen. Nun zieht man nach vorherigem Aufbiegen die beiderseitig von vorne eingeführten Haltedrähte heraus. Danach biegt man die sechs Befestigungsnasen in ihre gerade Normalstellung. Jetzt läßt sich der ganze Tastensatz mit Schiebern anheben, so daß man den betreffenden Tastenschieber auswechseln kann.

Die Tastenschieber bestellt man am zweckmäßigsten im VEB RFT Elektrotechnik Eisenach. *Willy Grob*

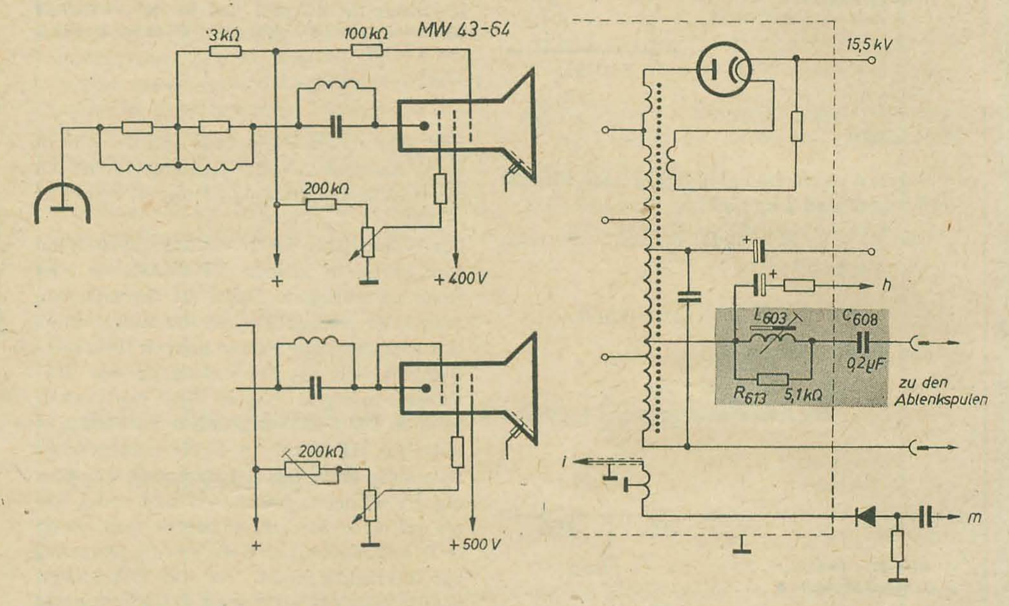
Schrumpfen der Bildbreite beim „Weißensee“

Bei einem „Weißensee“ wurde die Bildbreite nach 5 ··· 15 min Einschaltzeit um 10 cm schmaler. Zuerst wurde angenommen, die Fehlerquelle könnte die Röhre PL 81 sein. Dies war jedoch nicht der Fall, die Steuerspannung der PL 81 blieb von Anfang an konstant. Es konnte also nur noch der Zeilentrafo oder das Ablenksystem sein, da der Fehler mit der Erwärmung des Gerätes zusammenhängt. Ein Messen des Anodenstromes der PL 81 zeigte an, daß dieser sich während des Betriebes verminderte. Nach genauem Überprüfen der Anschlußfedern der Röhrenfassung der PL 81 zeigte sich, daß die Sockelfeder Pkt. 9 (Bremsgitter) keinen einwandfreien Massekontakt mit dem angelöteten Draht hatte. Nach dem Einschalten, also während der Erwärmung, trat die Unterbrechung ein. Es war eine äußerlich nicht zu erkennende kalte Lötstelle. *Wolfgang Pollakowsy*

Erhaltung einer MW 43-64

Bei einem mit einer MW 43-64 bestückten TV-Empfänger zeigte sich, daß nach einiger Betriebszeit des Gerätes die Bildröhre zeitweise schlagartig dunkel wurde.

Bei der Fehlereinkreisung war ein Anstieg von U_{g1} auf Katodenpotential zu messen. Die Bildröhre hatte eindeutig Schluß zwischen Wehneltzylinder und Katode. Nach einigen Überlegungen wurde folgender Versuch unternommen:



Der Wehneltzylinder der Bildröhre wurde galvanisch mit der Katode verbunden, um mögliche Aufladungen zu vermeiden; die Spannung an g_2 der Röhre wurde so ausgelegt, daß sie von 0 ··· 180 V regelbar war. U_{g3} wurde auf 500 V eingestellt.

Durch diesen Umbau war es möglich, den Strahlstrom der Bildröhre in den gewünschten Grenzen zu regeln. Die Röhre war wieder voll verwendungsfähig, auch die Zeilenschärfe war genau so gut wie vorher.

Die genannten Änderungen kämen der Schaltung mit einer B43M1 gleich. *F. Oppitz*

Verbesserungsvorschlag zum TV-Empfänger „Start 43“

Bei mehreren Reparaturen an Fernsehgeräten des Typs „Start“ war auffällig, daß nur durch die ungünstige Verlegung eines Drahtes die Funktion des Empfängers gestört wurde. Dieser Draht, der durch eine Chassisdurchführung den Kondensator C 608 mit der Linearitätsspule L_{603} und dem dazu parallelgeschalteten Widerstand R_{613} verbindet, verursacht in der Durchführung trotz der Gummiisolierung einen Spannungsüberschlag wegen seiner ungünstigen Verlegung. Die Isolierung des Drahtes und die des Loches beginnt zu schmoren und sogar zu brennen. Die Boosterspannung wird dadurch kurzgeschlossen.

Würde man den Zuführungsdraht nicht über das Montageplättchen an den Widerstand R_{613} führen, sondern den Draht unterhalb der Platte direkt in das Loch der Lötfahne löten, könnte dieser Spannungsüberschlag nicht erfolgen.

Bis jetzt hatten wir in unserer Reparaturwerkstatt vier Geräte mit diesem Fehler. Unnütze Reparaturzeit, wie auch Reparaturkosten könnten eingespart werden, wenn dieser Draht gleich bei der Produktion des Fernsehempfängers, wie vorgeschlagen, verlegt wird. *Rolf-Peter Wegner*

Nachfolgend veröffentlichen wir auszugsweise eine Stellungnahme des VEB RAFENA Werke zu dem vorstehenden Verbesserungsvorschlag.

Der angeführte Fehler ist uns bekannt. Bereits beim Durchlauf der Fernsehgeräte durch unsere Produktionsstätten kommt es mitunter zu Spannungsüberschlägen des Kondensators C_{608} gegenüber Masse. Unabhängig von dem Verbesserungsvorschlag wurde von uns die Zuleitung zur Linearitätsspule seitlich an der HP-Platte verlegt. Um den Fehler jedoch restlos abzustellen, wird in Kürze im Chassis eine spannungsfeste Isolierbuchse eingesetzt.

(Fortsetzung von Seite 447)

Eingang liegende Generator wird stets gleich belastet. Wird ein höherer Eingangswiderstand verlangt, so kann man einen Widerstand R′ von entsprechender Größe einfügen. Die Spannung an R_a läßt sich in der Schaltung nach Bild 33 in fünf dekadischen Stufen regeln. In Stellung a des Umschalters liegt an R_a nur noch 1/10000 der Spannung, die bei a anliegt. Der Aufbau des Kettenleiters bereitet für derartig hohe Dämpfungen natürlich schon beträchtliche Schwierigkeiten. Sind der Eingang, der Ausgang und die einzelnen Verkettungspunkte nicht sehr sorgfältig gegeneinander abgeschirmt, so ist die berechnete Dämpfung bei Hochfrequenz natürlich nicht erreichbar.

Obgleich der Kettenleiter aus symmetrischen Teilen (Bild 32) aufgebaut ist, ist er als Vierpol nicht symmetrisch, d. h., Ausgang und Eingang sind nicht vertauschbar! (Man braucht sich nur im Bild 33 den HF-Generator mit dem R_i gegen R_a vertauscht vorzustellen, dann ist die Belastung des Generators in der Stellung e des Umschalters wesentlich größer als in den Stellungen d, c, b oder a).

Kettenleiter verwendet man in HF-Meßgeneratoren als dekadische Abschwächer für die Ausgangsspannung (z. B. UKW-Meßgenerator Typ 2006 vom Funkwerk Erfurt).

Kettenleiter kann man auch in kleine Kästchen oder Gehäuse eingebaut als selbständige Geräte verwenden, z. B. als Abschwächer für viele Zwecke in der Meßtechnik.

Wird fortgesetzt

Umbau der Kassetten des Kleinmagnettongerätes KMG

GÜNTER LINDE

Das vom VEB Werk für Fernmeldewesen vor einigen Jahren gefertigte Kleinmagnettongerät KMG 1 [1, 2] wurde im März 1961 in einer Leipziger Spezialverkaufsstelle als Sonderangebot für 412,50 DM angeboten. Der Sonderpreis galt für das komplette Gerät, also den eigentlichen Koffer, 5 Bandkassetten, eine lederne Bereitschaftstasche und ein Kondensatormikrofon der Firma Neumann. Bei den ersten Aufnahmeversuchen zeigte sich, daß der Bandtransport oft nicht richtig funktionierte. Besonders bei häufigem kurzzeitigem Ein- und Ausschalten (30 s) des Gerätes wurde das Band nicht genau Lage auf Lage gewickelt, sondern einige Lagen rutschten ab, berührten den gefederten Andruckarm (Träger der Aufwickelspule), schoben sich schließlich unter die Aufwickelspule und blockierten diese. Das von der Tonrolle weiterhin beförderte Band schob sich wirr in noch leere Gebiete der Kassette, zum Teil kam es auch zu Bandrissen. Jeder, der mit dem KMG 1 einmal gearbeitet hat, wird diese Erscheinungen kennen, die auf eine Fehlkonstruktion der Kassette zurückzuführen sind. Es dürfte nämlich keinesfalls günstig sein, das besprochene Band ohne seitliche Begrenzung aufzuwickeln und die Tonrolle einfach am Umfang der mehr oder weniger bewickelten Aufwickelspule angreifen zu lassen. Zunächst wurde versucht, das Abrutschen einzelner Lagen des aufgewickelten Bandes zu verhindern, indem das Band durch ein federndes Blech direkt an der Aufwickelspule geführt wurde und indem ein Blech (ähnlich wie bei der Leerbandspule) unter die Aufwickelspule genietet wurde. Trotz dieser Veränderungen klemmte sich das Band unter der Aufwickelspule fest und blockierte den weiteren Transport. Das führte zu der Erkenntnis, daß ein einwandfreier Bandtransport nur durch Aufwickeln des Bandes auf eine Spule mit seitlicher Begrenzung gesichert ist. Eine solche Aufwickelspule bedingt aber eine Änderung des gesamten Aufwickelprinzips, denn ein Andrücken der Tonrolle am Rand der Aufwickelspule ist nicht mehr möglich. Es wurde daher an der Stelle, die bisher die Aufwickelspule einnahm, eine Rolle (Bild 1a) angebracht, die von dem federnden Arm an die Tonrolle gedrückt wird und sich während des Bandtransportes dreht. Um störende Geräusche zu vermeiden, wurde die Andruckrolle mit Gummi überzogen. Die Befestigung dieser Rolle erfolgt ebenso wie bisher die Befestigung der Aufwickelrolle (Verwendung der gleichen Achse). Die Andruckrolle treibt über ein Gummiseil (aus einem Fahrradschlauch geschnitten) eine zweite Rolle (Bild 1c). Auf diese Rolle wird die neue Aufwickelspule (Bilder 1d und 1e), die speziell angefertigt wurde, gesteckt. Da die Umdrehungszahl der Aufwickelspule von der Menge des aufgewickelten Bandes, also vom Durchmesser, abhängig, die der Andruckrolle aber konstant ist, muß zwischen der Aufwickelspule und der sie antreibenden Aufwickelrolle eine Rutschkupplung wirken. Diese wird durch eine an der Aufwickelspule mit einem Epoxydharzkleber befestigte Blattfeder (Bild 1f), die gegen die Rolle drückt, realisiert. Beim Justieren der Feder ist darauf zu achten, daß sie nicht zu fest gegen die Rolle drückt, um Gleichlaufschwankungen und Risse des Gummiseiles zu verhindern.

Der maximale Durchmesser der Aufwickelspule beträgt etwa 60 mm. Somit ergibt sich für Normalband eine Spieldauer von 3,5 min und für Langspielband von 5,5 min. Diese Spieldauer ist zwar wesentlich kürzer als die des Originalgerätes, doch ist ein einwandfrei funktionierendes Gerät mit kurzer Spieldauer immer noch besser als ein unbrauchbares.

Der hier beschriebene Umbau der Kassetten bezog sich nur auf die Aufwickelspule; die Leerspule blieb unverändert. Das hat zur Folge, daß in einer Kassette zwei verschiedene Spulen und Spulenbefestigungen vorkommen. Praktisch ergeben sich aus diesem Zustand keine Nachteile, da der Abwickelvorgang auch im Originalgerät einwandfrei funktionierte und ein Umwechseln von Auf- und Abwickelspule nicht erforderlich ist. Das Bewickeln der Abwickelspule wird auf einem Heimtonbandgerät vorgenommen. Einem weiteren Umbau der Kassetten auf gleiche Auf- und Abwickelspulen steht natürlich nichts im Wege.

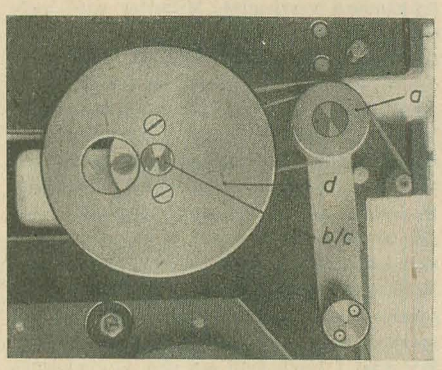


Bild 3: Kassette mit Aufwickelspule, a) Andruckrolle, b/c) Aufwickelrolle, d) Führung

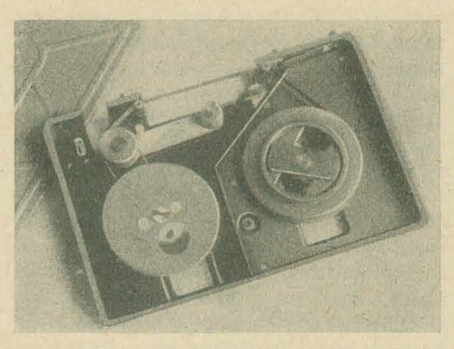


Bild 2: Kassette mit eingelegtem Band

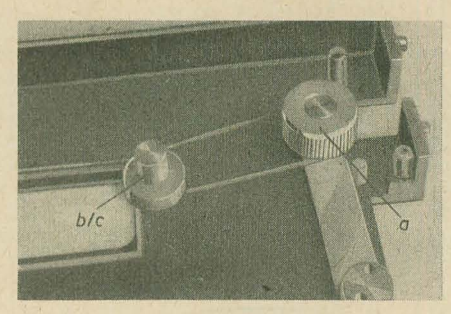


Bild 4: Antrieb der Aufwickelrolle

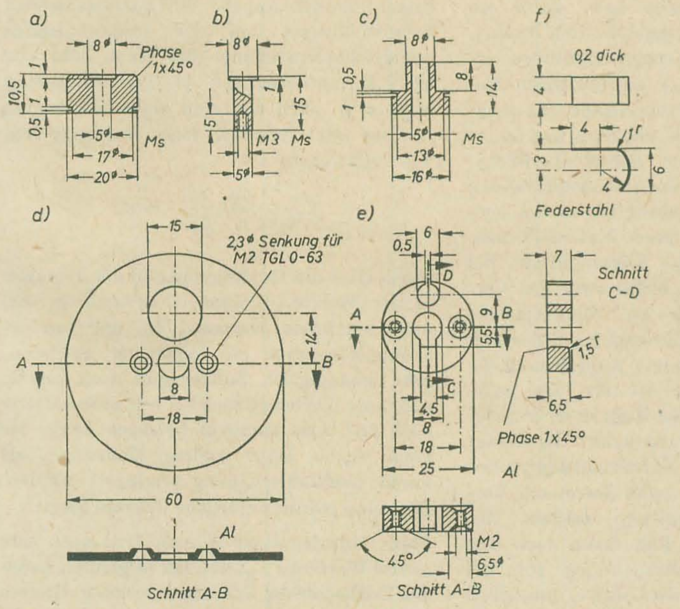


Bild 1: a) Andruckwelle, b) Befestigung für Aufwickelrolle, c) Aufwickelrolle, d) Führung, e) Aufwickelspule, f) Blattfeder

Literatur

[1] „Tonreporter“ KMG 1 — ein zweckmäßiges Gerät!?; radio und fernsehen 2 (1959) S. 54 ··· 56

[2] Hans-Joachim Köpnick: Tonbandgerät mit Batterieantrieb; radio und fernsehen 9 (1961) S. 289

Schnelle Spurauswahl bei Magnettrommelspeichern elektronischer Rechenautomaten

ERHARDT SCHULTZE

Neuzeitliche elektronische Rechenmaschinen enthalten zum Speichern der erforderlichen Befehle und Zahlen, die auch ,,Wort" oder ,,Information" genannt werden, Magnettrommelspeicher oder Magnetplattenspeicher. Dies sind schnellaufende Trommeln oder Plattenpakete, deren Oberfläche mit einem magnetisierbaren Material beschichtet ist, meist Magnetit, wie man es auch bei den Magnettonbändern verwendet. Mitunter wird auch ein Nickelüberzug angewandt. Magnettrommel- oder Plattenspeicher zählen zu den permanenten Speichern. Ihr Informationsinhalt bleibt auch bei abgeschalteter Netzspannung erhalten. Die Umdrehungsgeschwindigkeit der Trommel- oder auch Plattenspeicher beträgt bis zu 30000 U/min. Das Bestreben ist dahingehend, möglichst noch schnellerlaufende Speicher zu entwickeln, um zu noch kürzeren Rechenzeiten, also höheren Rechengeschwindigkeiten zu gelangen. Diese schnell umlaufenden Trommel- oder Plattenspeicher werden als Hauptspeicher bezeichnet. Wie Bild 1 zeigt, sind auf den Trommelspeichern dicht nebeneinanderliegende Informationsspuren von etwa 0,5 mm Breite und 0,5 mm Abstand vorgesehen. Auf den Plattenspeichern haben die einzelnen Spuren analog unterschiedliche Radien. Da Plattenspeicher zum Abtasten der verschiedenen Spuren auf den verschiedenen Platten einen recht komplizierten Mechanismus erfordern, werden sie bei neueren Rechenmaschinen-Konstruktionen fast nicht mehr verwendet, jedenfalls nicht mehr in der Eigenschaft als Hauptspeicher, sondern nur noch als Großraumspeicher mit langer Zugriffszeit. Im folgenden soll daher nur der Magnettrommelspeicher behandelt werden.

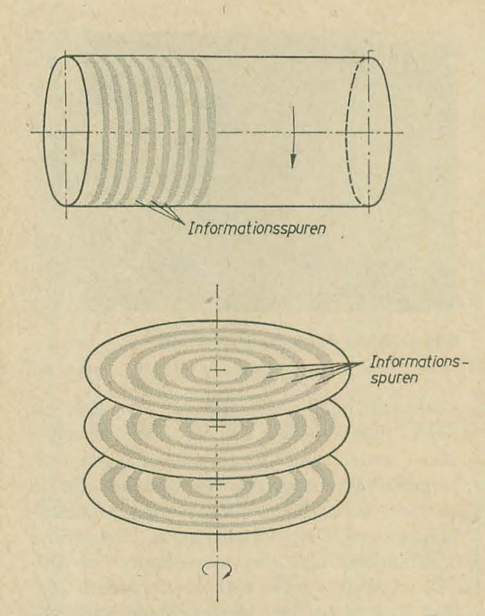


Bild 1: a) Magnettrommelspeicher, b) Magnetplattenspieler

Zu dem Wort ,,Zugriffszeit" sind noch einige Erläuterungen notwendig. Wie bereits erwähnt, können auf einer Magnettrommel entsprechend der Trommellänge eine bestimmte Anzahl von Informationsspuren untergebracht werden. Bei Serienmaschinen, in denen die Ziffern einer Zahl in einer zeitlichen Reihenfolge dargestellt werden und verfügbar sind, genügt zum Einsprechen oder Lesen einer Information nur ein Kombi-Kopf. Vielfach existieren auch Trommelkonstruktionen, bei denen ein oder mehrere Kombi-Köpfe auf einem oder mehreren sogenannten Schaltschlitten angebracht sind, die durch Magnete parallel zur Trommelachse bewegt werden können. Somit ist es möglich, mit einigen wenigen Köpfen auf zwei bis drei Schaltschlitten jede Spur der Magnettrommel durch einen der Köpfe zu erreichen. Bedingung hierzu ist, daß sich die Schaltschlitten durch die Zugmagnete in genau definierte Stellungen bringen lassen, die immer wieder erreicht werden müssen. Ferner darf sich der Kopfabstand zur Oberfläche der Trommel, der nur wenige μm beträgt, nicht ändern. Ist dies nicht der Fall, so treten beim Lesen der verschiedenen Spuren unterschiedliche Amplituden der Lesespannungen auf, die man in den nachgeschalteten Verstärkern und Begrenzerstufen nicht mehr einwandfrei besonders hinsichtlich der Phasenlage beherrschen kann. Nach der ersten Verstärkerstufe muß der jeder Magnetschicht anhaftende bzw. durch sie verursachte Störpegel weggeschnitten werden. Die Größe dieser Störpegelamplituden ist in erster Linie von der einwandfreien Beschaffenheit der Schichtoberfläche, die möglichst geschliffen sein soll, abhängig und ferner vom Kopfabstand zur Schichtoberfläche. Wenn nun aber in der einen Schlittenstellung der Kopfabstand sehr gering ist, so hat man zwar eine entsprechend große Nutzamplitude, aber ebenso eine größere Störamplitude. Bei größerem Kopfabstand bleibt zwar das Verhältnis Nutzamplitude zu Störamplitude durchweg erhalten, doch dabei kann der Fall eintreten, daß bei größerem Kopfabstand die Nutzamplitude kleiner ist als die Störamplitude, die der gleiche Kopf in einer anderen Schaltschlittenstellung liefert. In diesem Falle würde dann die Nutzamplitude restlos mit der Störamplitude nach der ersten Verstärkerstufe weggeschnitten werden. Zusätzlich tritt in jedem Falle auch noch eine Schwebung in der Lesespannung auf, die dadurch hervorgerufen wird, daß es unmöglich ist, eine Trommel zu fertigen, die absolut keinen Schlag aufweist. So ist die Lesespannung also zusätzlich mit einer Schwebung behaftet, die synchron zur Trommeldrehzahl ist.

Trotz dieser Nachteile, die nur durch größte Präzision in der mechanischen Trommelkonstruktion und der Fertigung in erträglichen Grenzen gehalten werden können, haben Magnettrommeln mit Schaltschlitten eine ganz beachtliche Bedeutung gewonnen, da zum Schreiben oder Lesen von 8 ··· 16 Spuren je Kopf für diese nur eine Schreib- bzw. auch nur eine Leseverstärkereinrichtung erforderlich ist. So lassen sich z. B. mit je acht Köpfen auf zwei Schaltschlitten mit je acht Schaltschlittenstellungen 128 Informationsspuren auf einer Magnettrommel schreiben oder lesen, wozu aber nur 16 Schreib- bzw. Lese-Verstärker erforderlich sind. Der sonst erforderliche elektronische Aufwand läßt sich dadurch ganz erheblich verringern.

Auf einer Spur, also auf einem Trommelumfang, lassen sich bei den meisten Rechenmaschinen mindestens 16, häufig aber 32 oder gar 64 Zahlen- bzw. Wort- oder Informationslängen unterbringen. Um einen bestimmten Sektor des Trommelumfanges zu erreichen, ist mitunter eine bestimmte Wartezeit erforderlich, bis der gewünschte Sektorenanfang unter den Kombi-Kopf gelangt, die Trommel sich also entsprechend gedreht hat. Die Sektoren sind definiert fortlaufend von 0 beginnend bis 16, 32 oder 64 numeriert, je nachdem, wieviel Informationslängen sich auf einen Trommelumfang entsprechend der Logik der Rechenmaschine unterbringen lassen. Diese Numerierung ist ein Bestandteil einer Adresse. Der zweite Teil einer Adresse besteht in der Angabe des auszuwählenden Schaltschlittens und der auszuwählenden Schaltschlittenstellung. Bei einer Zahl von 32 Informationslängen je Trommelumfang kann z. B. nach Aufrufen einer bestimmten Adresse der Trommel eine Wartezeit von T_{w1} auftreten:

$$T_{w1} = \frac{60}{n} \cdot \frac{31}{32} \quad \text{in s},$$

hierin ist n die Umdrehungszahl der Trommel in der Minute. Hieraus ist ersichtlich, daß diese maximale Wartezeit T_{w1} nur von der Trommeldrehzahl bei gegebener Sektorenzahl abhängig ist. Zudem geht noch hervor, daß diese Wartezeit auch bei n = 30000 U/min noch fast 2 ms maximal betragen kann. Sie kann durch keine andere Maßnahme als durch Drehzahlerhöhung verringert werden. Dem sind jedoch natürliche Grenzen gesetzt.

Beim Aufrufen einer Adresse tritt noch eine zweite Wartezeit T_{w2} auf, hervorgerufen durch den Zeitbedarf der Schlittenbewegung. Hierbei

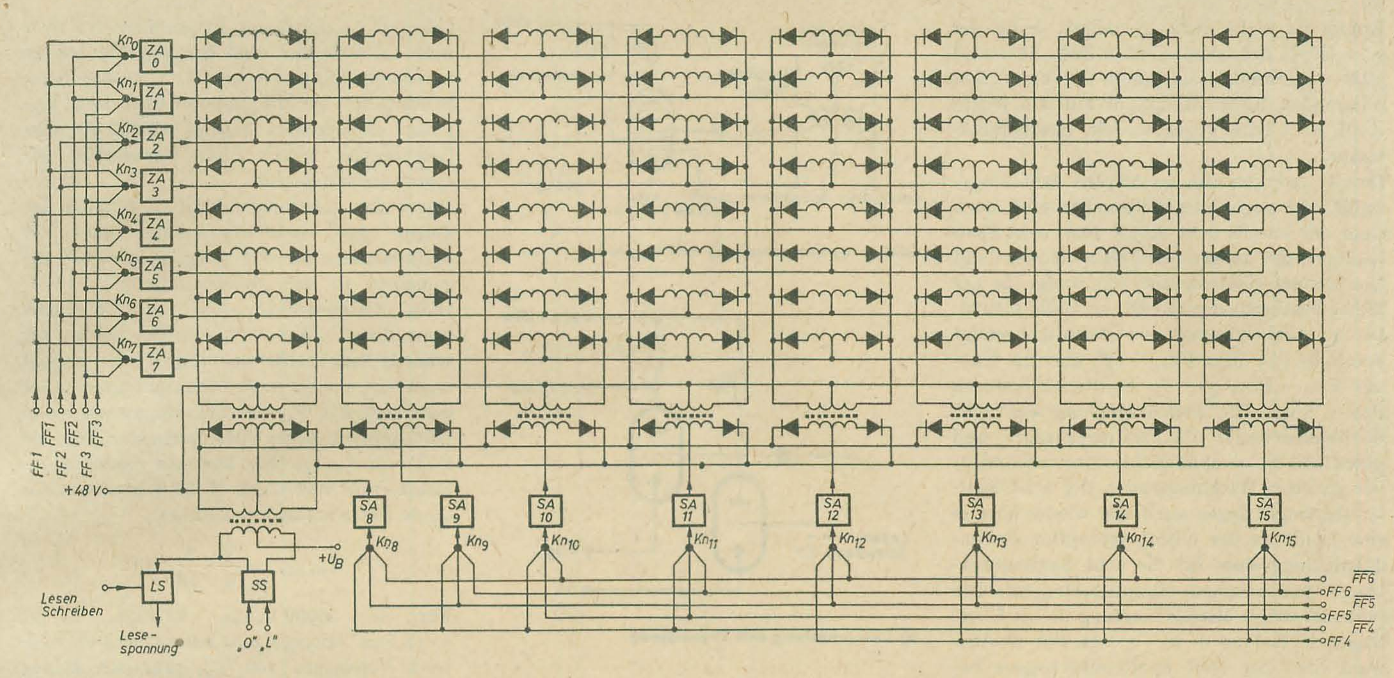


Bild 2: Anordnung der Spurauswahlschaltung für 64 Spuren

sind die Massenträgheit der mechanisch zu bewegenden Teile und die Induktionszeitkonstanten der Magnetspulen die ausschlaggebenden Faktoren. Die Induktionszeitkonstanten können durch geeignetes Auslegen des elektrischen Kreises klein gehalten werden, so daß man sie im Vergleich zur vorhandenen Massenträgheit der mechanischen Teile u. U. vernachlässigen kann. Die Massenträgheit bedingt jedenfalls eine Zeitkonstante T_{w2}, die bei dem ungünstigsten und längsten Schaltweg des Schaltschlittens mehr als 10 ms beträgt. Bei den meisten mit Schaltschlitten ausgerüsteten Magnettrommeln liegt T_{w2} in der Größenordnung zwischen 20 und 50 ms.

Mithin beträgt T_{w2} ein Vielfaches von T_{w1}. Beide zusammen, $T_{w1} + T_{w2}$, ergeben die Zugriffszeit. Normalerweise kommt noch eine dritte Zeitkonstante hinzu. Erreicht nämlich der Schaltschlitten die in der Adresse angegebene Stellung, so wird über Kontrollkontakte des Schaltschlittens zunächst die erreichte Schaltschlittenstellung durch eine Koinzidenzschaltung auf Übereinstimmung mit dem Adressenteil verglichen und danach die Sektorenauswahl freigegeben. Diese Zeitkonstante T_{w3} ist jedoch klein gegenüber der Schaltschlittenzeitkonstanten T_{w2} und kann daher vernachlässigt werden. Sie wurde nur zur Vollständigkeit angeführt.

Aus den bisherigen Betrachtungen ergibt sich:

1. T_{w1} kann nur durch Erhöhen der Drehzahl verringert werden.
2. T_{w2} ist erheblich größer als T_{w1}. Ihrer Verringerung sind natürliche Grenzen gesetzt, die durch die Massenträgheit sowie Bruch- und Zerreißfestigkeit des Materials bedingt sind.
3. Jede Spur mit einem Kombi-Kopf und einem Schreib- und Leseverstärker zu versehen, bedeutet einen für die meisten Fälle nicht vertretbaren elektronischen Aufwand.
4. Schaltschlitten erfordern größte Präzision in ihrer mechanischen Fertigung. Zudem ist ein Auswechseln schadhaft gewordener mechanischer Teile stets mit größerem Zeitaufwand verbunden, hauptsächlich durch die erforderliche sehr genaue Justierung.

Will man die unter den Punkten 2 ··· 4. aufgeführten Nachteile umgehen, so bietet sich eine Lösungsmöglichkeit an, von der in letzter Zeit auch bereits verschiedentlich Gebrauch gemacht wird. Man kann jede Spur mit je einem Kombikopf versehen, die man jedoch dann mittels einer geeigneten Schaltung in Form einer Matrix einzeln ansteuern kann. Hierbei ist dann nur ein Schreib- und ein Leseverstärker für alle Köpfe erforderlich. Der Schaltschlitten entfällt dabei gänzlich. Anstelle des eingesparten mechanischen Aufwandes für die Schaltschlitten ergibt sich ein zusätzlicher elektronischer Aufwand, jedoch liegt dieser in durchaus vertretbaren Grenzen. Die erreichbaren Vorteile einer derartigen Matrix-Schaltung überwiegen den zusätzlichen Aufwand hinsichtlich der Elektronik bei weitem. Das Prinzipschaltbild zur Kopfauswahl bei Magnettrommelspeichern zeigt Bild 2 und soll im folgenden erläutert werden.

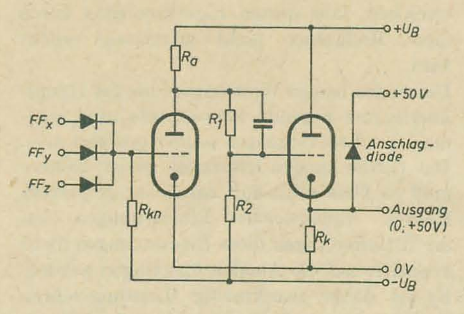


Bild 3: Aktivatorschaltung mit vorgeschaltetem „Oder"-Knoten

Die Schaltung entsprechend Bild 2 gestattet die Auswahl eines Kopfes von insgesamt 64 Köpfen. Selbstverständlich ist die Schaltung erweiterungsfähig für eine beliebige Anzahl von Köpfen. Die Köpfe sind in Matrixform zu acht Zeilen und acht Spalten angeordnet. Anstelle der im Bild 2 verwendeten Köpfen mit Mittelanzapfung lassen sich auch Köpfe mit nur einer Wicklung anwenden. In diesem Falle muß jedoch jedem Kopf ein Übertrager vorgeschaltet werden, dessen Primärwicklung Mittelanzapfung besitzt, während die durchgehende Sekundärwicklung mit dem Kopf verbunden ist. Normalerweise werden mittelangezapfte Köpfe benutzt.

Die Mittelanzapfung aller in einer Zeile liegenden Köpfe liegen gemeinsam an einer der acht Zeilenaktivatoren ($ZA_0 \cdots ZA_7$). Die Auswahl einer dieser Zeilenaktivatoren erfolgt über eine Knotenauswahlschaltung $Kn_0 \cdots Kn_7$ durch die jeweilige Stellung der Flip-Flop $FF_1 \cdots FF_3$. Im Schaltbild wurden nur die FF-Ausgänge eingezeichnet. Bild 3 zeigt die Arbeitsweise eines Zeilenaktivators. Durch die Anodenbasisstufe im Ausgang wird die anzustrebende Niederohmigkeit erreicht. Die Ausgangsspannung der Zeilenaktivatoren beträgt je nach Schaltzustand + 50 V für den eingeschalteten Aktivator oder 0 V für den gesperrten Aktivator.

Alle in einer Spalte liegenden Köpfe sind über je eine Diode für jedes Kopfwicklungsende an die beiden sekundärseitigen Wicklungsenden eines Spaltenübertragers gelegt. Die Mittelanzapfungen der acht Spaltenübertrager liegen fest auf + 48 V. Wird durch die $FF_1 \cdots FF_3$ über $Kn_0 \cdots Kn_7$ und den dadurch ausgewählten Zeilenaktivator ZA eine der acht Zeilen positiv geschaltet, so fließt in allen Köpfen dieser Zeile ein geringer Strom. Auf Grund der Antiparallelschaltung der Kopfwicklungen heben sich die äußeren Magnetflüsse der Köpfe bzw. eines Kopfes gegenseitig auf. Die Köpfe geben mithin keinen Nutzstreufluß ab, der die Trommelschicht beeinflussen könnte. Auch das Eisenjoch des

Kopfes ist nicht vormagnetisiert. Jeder der acht Köpfe der angesteuerten Zeile überträgt jetzt den Informationsinhalt der unter ihm rotierenden Informationsspur auf den jedem Kopf der Zeile zugeordneten Spaltenübertrager.

Damit sind von den 64 Köpfen acht ausgewählt und angesteuert. Nunmehr muß noch einer der jeweils acht Köpfe bzw. acht Spaltenübertrager ausgewählt werden. Hierzu dient eine weitere elektronische Schaltung, die der bisher beschriebenen Schaltung völlig gleicht. Die Auswahl eines der acht Übertrager erfolgt durch die Flip-Flop $FF_4 \cdots FF_6$ über die Knoten $Kn_8 \cdots Kn_{15}$ und die Spaltenaktivatoren $SA_8 \cdots SA_{15}$. Die Primärwicklung der acht Spaltenübertrager ist mittelangezapft und jeweils mit einem Spaltenaktivator verbunden. Die gleichen Wicklungsenden der acht Spaltenübertrager liegen auch hier wieder über je eine Diode an der mittelangezapften Sekundärwicklung eines für die acht Spaltenübertrager gemeinsamen Hauptübertragers. Die sekundärseitige Mittelanzapfung dieses Übertragers ist fest auf + 48 V gelegt. Für die Auswahl eines der acht Spaltenübertragers bestehen also die gleichen Verhältnisse wie für die Auswahl einer der acht Zeilen der Matrix-Schaltung. Durch die Art der Auswahl von Zeile und Spalte durch die „Oder"-Knoten $Kn_0 \cdots Kn_{15}$ ist garantiert, daß tatsächlich nur eine Zeile und nur eine Spalte gleichzeitig aktiviert sind. Der ausgewählte oder angesteuerte Kopf liegt im Schnittpunkt der aktivierten Zeile mit der aktivierten Spalte. Nur zwischen diesem ausgewählten Kopf und dem Hauptübertrager besteht eine niederohmige Verbindung. Alle anderen 63 Köpfe der Schaltung liegen über den Sperrwiderstand wenigstens einer Diode am Hauptübertrager und sind dadurch praktisch von diesem abgeschaltet. Selbstverständlich muß die Spannungsamplitude eines Schreibimpulses kleiner sein als die Diodensperrspannung von 48 V in vorliegender Schaltung. Für die Auswahl der Dioden ist zu beachten, daß sie in Sperrichtung nicht nur mit der in der vorliegenden Schaltung als statisch zu wertenden Sperrspannung von 48 V beansprucht werden, sondern sich zu dieser statischen Sperrspannung noch die Impulsspitzenspannung des Schreibimpulses hinzuaddiert!

Auch der Hauptübertrager ist primärseitig mittelangezapft und liegt fest auf der für die beiden Schreibröhren vorgesehenen Batteriespannung U_B. Die beiden äußeren Wicklungsenden der Primärwicklung des Hauptübertragers liegen je an der Anode einer Schreibröhre. Die Schreibröhren werden derart gesteuert, daß beispielsweise die linke Röhre einen Impuls abgibt, wenn eine „0", und die rechte einen Impuls, wenn ein „L" geschrieben werden soll. Es ist in dieser Schaltung mithin nur eine Schreibstufe erforderlich im Gegensatz zu anderen Ausführungsarten der Kopfansteuerung mittels einer Matrix-Schaltung.

Gleichzeitig ist ein Leseverstärker erforderlich, wie aus Bild 2 ersichtlich ist. Ein Wicklungsende der Primärwicklung des Hauptübertragers liegt entweder beispielsweise am G_3 einer Heptode (Bild 4a), wie sie für Amplitudensiebschaltungen verwendet wird, oder aber über eine Sperrschaltung am G_1 einer Triode. Der Leseverstärker muß gut abge-

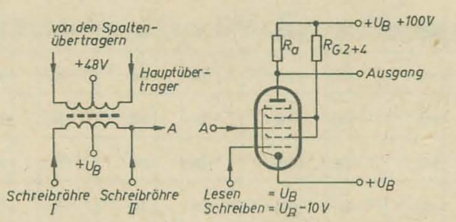
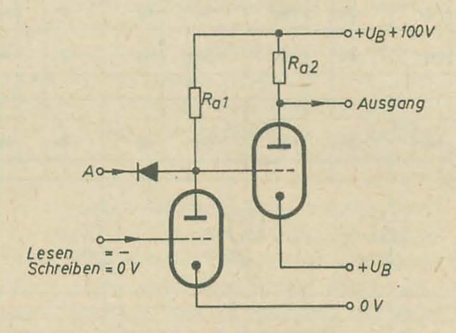


Bild 4: a) Leseschaltung mit Heptode



b) Leseschaltung mit Trenndiode

trennt sein, dies ist für den Schreibvorgang wesentlich. Man muß vermeiden, daß durch die Eingangsschaltung für den Leseverstärker beim Schreiben die Schreibimpulse bedämpft werden, hierdurch also Schreibimpulsleistung verbraucht wird. Beim Verwenden einer Heptode darf daher die Lesespannungsleitung, die beim Schreiben die Schreibimpulse führt, nicht am G_1 dieser Röhre liegen. Die positiv gerichteten Schreibimpulse auf dieser Leitung würden durch den auftretenden Gitterstrom in der Heptode stark bedämpft werden. Eine Heptode wird jedoch wegen des durch sie gegebenen hochohmigen Ausganges und ihrer geringen Steilheit zweckmäßig vermieden. Sie bedingt zwar einen geringeren Aufwand, da die Lesespannung über eine Kapazität und G_3 eingekoppelt und andererseits am G_1 mittels anliegender positiver oder negativer Spannung zwischen Lesen und Schreiben unterschieden werden kann. In den meisten elektronischen Rechenmaschinen werden vorwiegend als Verstärker- und Schaltröhren Trioden verwendet, und man ist bestrebt, die Anzahl der Röhrentypen klein zu halten. Aus diesen Gründen ist es zweckmäßiger, eine durch eine Diode gebildete Abtrennschaltung nach Bild 4b vorzusehen, die bei Verwenden einer Doppeltriode neben einem relativ niederohmigen Ausgang gleichzeitig eine größere Spannungsverstärkung ermöglicht. Erwähnt sei hierzu noch die Möglichkeit, einen zusätzlichen Gewinn an Spannungsamplitude durch ein vergrößertes Übersetzungsverhältnis des Hauptübertragers zu erreichen, falls dessen Eigenkapazität durch diese Maßnahme nicht unzulässig erhöht wird.

Die an den beiden Wicklungsenden des Hauptübertragers liegende Schreibstufe muß während des Lesevorganges sauber gesperrt sein. Die Gitter-Anoden-Kapazität dieser Röhren muß so klein sein, daß bei sicher gesperrten Röhren irgendwelche Einstreuungen auf die Gitterleitungen diese Einstreuungen nicht kapazitiv auf die Anoden übertragen werden. Es ist daher zweckmäßig (Leistungsröhren sind an dieser Stelle ohnehin erforderlich), Leistungspentoden zu verwenden, die ein kleines $C_{A/G1}$ aufweisen. In den meisten Fällen wird so verfahren, daß der aus den beiden Leistungs-(Impuls-)Röhren bestehenden Schreibstufe SS die Impulse über zwei Impulsgates zugeführt werden, so daß für den Lesevorgang bereits diese Impulsgates gesperrt werden können.

Durch den sehr niederohmigen Ausgang der Zeilen- und Spaltenaktivatoren liegt die Zeitkonstante für den Ausgangskreis im allgemeinen in der Größenordnung $< 10\ \mu s$. Diese Zeitkonstante stellt einen durchaus brauchbaren Wert für mittelschnelle bis schnelle Serienrechenmaschinen dar. Sie liegt immerhin ein bis zwei Zehnerpotenzen unter der Wartezeit T_{w1} der Sektorenauswahl und fällt somit in deren Arbeitsschatten, für den Fall von T_{w1max}. Die kürzeste Sektorenauswahlzeit für eine mit z. B. 32 Sektoren arbeitende Rechenmaschine beträgt:

$$T_{w1\,min.} = \frac{60}{n} \cdot \frac{1}{32} \quad \text{in s}$$

Für n = 30000 U/min beträgt $T_{w1\,min} = 62{,}5\ \mu s$. Hieraus geht hervor, daß ein weiteres Verringern von T_{w2} praktisch keinen Wert mehr besitzt, solange es nicht gelingt, $T_{w1\,min}$ noch weiter herabzusetzen. Dies wäre jedoch nur durch Erhöhen der Trommeldrehzahl n zu ermöglichen. Man kann T_{w1min} zwar noch weiterhin durch Anwendung einer größeren Sektorenzahl verringern, doch würde dann, bei Beibehaltung der gleichen Drehzahl n, T_{w1max} gleichzeitig größer werden und die mittlere Sektorenauswahlzeit T_{w1} gleich bleiben. Andererseits sind einer über eine gewisse Drehzahl hinausgehenden Drehzahlsteigerung natürliche mechanische Grenzen gesetzt. Trotzdem läßt sich die Zeit für T_{w1} (es sei dies zur Vollständigkeit angeführt) noch verringern, wenn je Trommelspur mehrere Köpfe vorgesehen werden. Auf eine derartige Schaltung soll aber nicht näher eingegangen werden, da lediglich das Arbeitsprinzip einer schnellen Spurauswahl erläutert werden sollte.

Eine Ausführung der Spurauswahlschaltung in Halbleitertechnik mit entsprechenden Transistoren bringt erhebliche Vorteile: Eine derartige Schaltung läßt sich in einem Raum von der Größe einer Zigarrenkiste bei entsprechender Wärmeableitung unterbringen. Weiterhin werden auf Grund der Eigenschaft der Halbleiter, sehr niederohmig zu sein, die Verluste in der Schaltung durch die kleinen Verlustwiderstände recht klein.

Zusammenfassung

Die Bedeutung, die den elektronischen Rechenmaschinen in Wirtschaft und Technik zukommt und die in Zukunft durch Hinzukommen neuer Anwendungsgebiete und Einsatzmöglichkeiten für elektronische Rechenmaschinen noch größer wird, verlangt, alle Maßnahmen zu ergreifen und durchzuführen, die zu einem Verkürzen der Operationszeiten der Rechenautomaten einmal durch Verringern der im Operationsablauf auftretenden Wartezeiten und zum anderen durch Erhöhen der Rechengeschwindigkeiten führen. Es wurde eine Möglichkeit zur Verkürzung der bei der Spurauswahl an Magnettrommelspeichern auftretenden Verlustzeiten an Hand eines Schaltungsbeispieles eingehend erläutert.

Hochstabile transistorbestückte Endstufen für NF-Zeitablenkgeräte

Es werden die hauptsächlichen Schwierigkeiten bei der Konstruktion von Endstufen für niederfrequente Zeitablenkgeräte behandelt. Schaltbilder von Leistungsverstärkern mit einer großen Stromgegenkopplung werden angeführt. Diese Schaltbilder werden im allgemeinen analysiert und die Berechnungsmethodik einer praktischen Variante und die Ergebnisse einer experimentellen Überprüfung werden gebracht.

Einleitung

In den letzten Jahren wurde das Problem der Entwicklung von Endstufen für Zeitablenkgeräte mit elektromagnetischer Ablenkung und galvanischer (transformatorloser) Ankopplung der Ablenkspulen an den Geräteausgang aktuell.
Unter diesen Bedingungen erscheint es zweckmäßig, dazu Transistoren zu benutzen, die im Gegensatz zu den Röhren mit großen Strömen (bis einige Ampere) und niedrigen Speisespannungen arbeiten können.
Im Bild 1 sind die Varianten mit Transistoren von einfachen Eintaktstufen[1]) von Zeitablenkgeräten, die eine galvanische Kopplung mit der Last (Ablenkspule) und der Stromquelle (Sägezahngenerator) haben. So eine Kopplungsart kompliziert bedeutend die Lösung der Aufgabe einer stabilen Strahlablenkung, denn durch die Spule fließt die Wechsel- und Gleichstromkomponente des Transistorstromes. Es ist notwendig, nicht

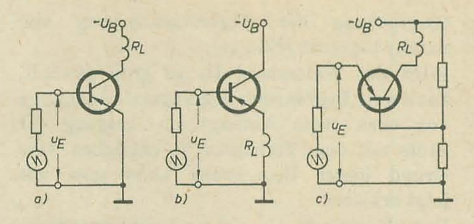


Bild 1: Varianten von einfachen Eintaktstufen

nur die Stabilität der Stromamplitude, sondern auch die der Augenblickswerte während des Anstiegs des Ablenkstromes zu gewähren.
Die Hauptfaktoren für ein instabiles Arbeiten sind: die Änderung der Transistorparameter mit der Temperatur oder mit der Zeit (Drift) und auch die Temperaturabhängigkeit des ohmschen Widerstandes der Ablenkspulen, die mit Kupferdraht gewickelt sind:

$$R_T = R_{20}\,[1 + 0{,}004\,(T - 20)]$$

So bringt die Temperaturerhöhung um nur 25 °C (über Raumtemperatur 20 °C) eine 10%ige Spulenwiderstandsänderung mit sich.
Bei sehr niedrigen Frequenzen stellt die Ablenkspule eine rein reale Last dar und der Spannungsverlauf auf ihr entspricht dem Stromverlauf. Darum ist es für eine lineare Strahlablenkung notwendig, daß die Endstufe eine lineare Abhängigkeit der Ausgangsspannung von der Änderung der Eingangssteuerspannung hat (eine Korrektion des Verlaufes des Ablenkstromes bei niedrigen Frequenzen ist in der Endstufe schwer durchführbar).
Außer der Stabilität und der Linearität der Zeitablenkung ist der Koeffizient der Speisespannungsausnutzung

$$\xi = \frac{U_L}{E}$$

eine wichtige Angabe über die Tätigkeit der Endstufe. Hierbei ist U_L die Spannungsabfallamplitude über dem Spulenwiderstand, bei welcher noch die lineare Abhängigkeit $u_E = f\,(u_A)$ gilt.
Die Schaltung im Bild 1a (Verstärkerstufe in Emitterschaltung) hat zwei grundsätzliche Unzulänglichkeiten. Auf Grund beträchtlicher Unlinearität der Eingangs- und Ausgangskennlinien ist der Koeffizient der Speisespannungsnutzung ξ sehr begrenzt; praktisch erlangen schon bei $\xi \approx 0{,}5$ die unlinearen Verzerrungen eine Größe von $5 \cdots 10\%$. Die zweite Unzulänglichkeit der Emitterschaltung ist die große Temperaturstabilität; dabei ist es, wie die Analyse [1] zeigt, für die Stabilisierung des Verstärkungskoeffizienten im Temperaturbereich notwendig, daß der Emitterstrom nicht konstant bleibt, sondern sich fast proportionell mit der Temperatur

$$\frac{\Delta I_e}{I_e} \approx A\,\frac{\Delta T}{T}$$

ändert.
Prinzipiell kann man also nicht in der Emitterschaltung die gleichzeitige Stabilisierung der Amplitude und des Mittelwertes des durch die Last fließenden Stromes verwirklichen.
Eine bedeutend bessere Stabilität und Linearität der Kennlinien hat die Kollektorschaltung, die im Bild 1b angeführt ist. Hier kann man den Koeffizienten $\xi \approx 0{,}9$ und größer erhalten. Die Hauptschwierigkeit bei der Benutzung dieser Schaltung in der Eigenschaft als Endstufe eines Zeitablenkgerätes ist die fast proportionelle Abhängigkeit des durch die Last fließenden Stromes von dem Lastwiderstand, denn bei richtiger Anpassung an die vorhergehende Stufe hängt die Spannung am Ausgang des Emitterfolgers in einem kleinen Grad von dem Widerstandswert im Emitter ab

Was die Basisschaltung (Bild 1c) betrifft, so beeinflußt ihr kleiner Eingangswiderstand die bedeutende Unlinearität der Eingangskennlinien und das Nichtvorhandensein einer Stromverstärkung die Anpassung an die festgelegten Stufen sehr.

Leistungsverstärker mit einer großen Stromgegenkopplung

Beim Leistungsverstärker kann die Arbeitsstabilität und die Linearität der Abhängigkeit $u_E = f\,(u_A)$ durch die Einführung einer Stromgegenkopplung bedeutend verbessert werden. Wenn die Amplitude und der Mittelwert des durch die Last fließenden Stromes

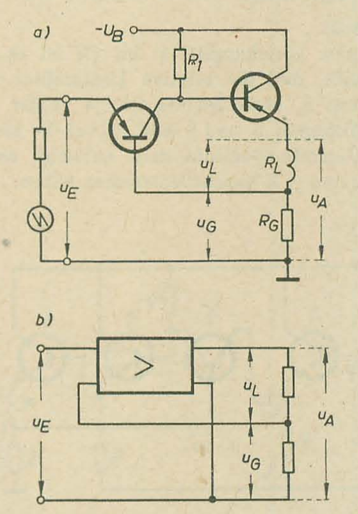


Bild 2: Schaltbild und Blockschaltbild eines Leistungsverstärkers

stabilisiert werden sollen, so folgt daraus, daß das Gegenkopplungssignal galvanisch auf den Eingang des Verstärkers geleitet werden muß. Das vereinfachte Schaltbild und die Blockschaltung des so konstruierten Leistungsverstärkers sind im Bild 2 angeführt.
Die Gegenkopplungsspannung u_G bei der Stromgegenkopplung wird vom Gegenkopplungswiderstand R_G, der in Reihe mit der Last R_L geschaltet ist, abgegriffen und wird an den Eingang des Verstärkers in Gegenphase zu der Eingangsspannung u_E geleitet.
Mit

$$\gamma = \frac{R_G}{R_L} \tag{1}$$

erhält man aus der Gleichung

$$(u_E - u_G)\,K = i_L \cdot R_L\,(1 + \gamma)$$

den durch die Last fließenden Strom

$$i_L = \frac{K \cdot u_E}{R_L[1 + \gamma\,(1 + K)]} \tag{2}$$

---

[1]) Gegentaktschaltungen werden hier nicht behandelt, denn eine zufriedenstellende Arbeit einer Gegentaktschaltung in B-Betrieb mit galvanischer Kopplung ist praktisch nicht durchführbar und Gegentaktverstärker in A-Betrieb unterscheiden sich im Prinzip nicht von den Eintaktverstärkern.

wobei K der Koeffizient der Spannungsverstärkung ist.
Die entsprechende Ausgangsspannung ist

$$u_A = \frac{K u_E (1+\gamma)}{1+\gamma(1+K)} \quad (3)$$

und die Spannung an der Last

$$u_L = \frac{K u_E}{1+\gamma(1+K)} \quad (4)$$

Aus Gleichung (2) erhält man durch Differenzieren die relative Unstabilität des durch die Last fließenden Stromes bei Änderungen des Lastwiderstandes und des Verstärkungskoeffizienten

$$\frac{\Delta i_L}{i_L} = -\frac{\Delta R_L}{R_L} \frac{1}{1+\gamma(1+K)} + \frac{\Delta K}{K} \frac{1+\gamma}{1+\gamma(1+K)}, \quad (5)$$

wobei der erste Ausdruck die relative Stromänderung bei unveränderten Verstärkungskoeffizient

$$\left.\frac{\Delta i_L}{i_L}\right|_{K=\text{konst}} = -\frac{\Delta R_L}{R_L} \frac{1}{1+\gamma(1+K)} \quad (6)$$

und der zweite — die relative Stromänderung bei unverändertem Lastwiderstand

$$\left.\frac{\Delta i_L}{i_L}\right|_{R_L=\text{konst}} = \frac{\Delta K}{K} \frac{1+\gamma}{1+\gamma(1+K)} \quad (7)$$

darstellt.
Aus den Gleichungen (5) bis (7) ist es ersichtlich, daß die relative Unstabilität des Stromes i_L desto kleiner ist, je größer die Koeffizienten K und γ sind, wobei die kleinste Gesamtunstabilität dann entsteht, wenn ΔR_L und ΔK gleiche Vorzeichen haben.

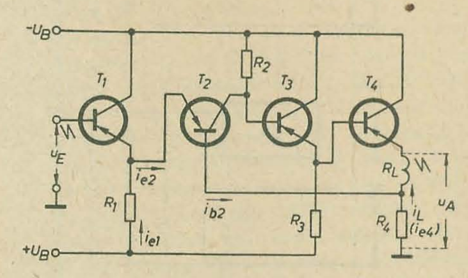


Bild 3: Praktische Variante nach Bild 2

Die Schaltung des Leistungsverstärkers im Bild 2 kann man leicht in eine Gleichstromstabilisatorschaltung umwandeln. Zu diesem Zweck genügt es, auf den Eingang des Verstärkers als Eingangssignal u_E eine stabilisierte Gleichspannung zu legen.

Praktische Schaltungen von Ausgangsstufen

Stabilitätsbedingungen

Bild 3 zeigt eine praktische Variante nach der Prinzipschaltung (Bild 2). Hier stellt die Stufe mit dem Transistor T_1 die Anpassungsstufe an den Sägezahngenerator und für die übrige Schaltung den Signalspannungsgenerator dar. Die zweite Stufe mit dem Transistor T_2 ist die Hauptverstärkerstufe, die dritte mit dem Transistor T_3 der Emitterfolger, der zur Anpassung des Ausgangswiderstandes der zweiten Stufe an den Eingangswiderstand der eigentlichen Leistungsendstufe mit dem Transistor T_4 dient.
Für diese Schaltung ist der Spannungsverstärkungskoeffizient K gleich dem Produkt der Spannungsverstärkungskoeffizienten der drei mit den Transistoren T_2, T_3 T_4 bestückten Stufen ($K = K_2 \cdot K_3 \cdot K_4$), wobei nur die mit dem Transistor T_2 bestückte Stufe eine Verstärkung, die größer als eins ist, besitzt.
Nach Bild 3 gelten zwei Stabilitätsbedingungen:

a) die Spannung u_{e1} darf nicht von den Arbeitsbedingungen der nachfolgenden Stufen abhängig sein, darum soll der Ausgangswiderstand, der mit dem Transistor T_1 bestückten Stufe sehr klein sein.

$$i_{e1} \gg i_{e2} \quad (8)$$

b) der Wert der Gegenkopplungsspannung $u_4 = u_{b2}$ darf nur durch den Emitterstrom des Transistors T_4 bestimmt werden

$$i_{e4} = i_L \gg i_{b2} \quad (9)$$

Bei der Erfüllung der Beziehungen (8) und (9) entspricht die Schaltung im Bild 3 der Blockschaltung im Bild 2b. Die Unstabilität der Parameter der Transistoren T_2, T_3, T_4 wird sich als äquivalente Veränderung des Verstärkungskoeffizienten K bemerkbar machen.

Wahl der Arbeitsbedingungen der Stufen

Wenn an den Eingang des Transistors T_1 eine Sägezahnspannung gelegt wird (Bild 3), wächst der Strom i_{e1} während der Zeit des Anstieges des Ablenkstromes. Der Strom i_{e2} verringert sich dagegen. Darum muß man anstatt der allgemeinen Beziehung (8)

$$i_{e10} = i_{e\,1\,min} \quad i_{e20} = i_{e\,2\,max} \quad (10)$$

setzen, wobei der Index 0 den Anfang des Anstieges des Ablenkstromes bedeutet.
Von der anderen Seite wird der Strom i_{e20} bei gegebenem Ablenkstrom i_L durch den Lastwiderstand R_2 des Transistors T_2 bestimmt (zur Vereinfachung wird der Eingangswiderstand des Transistors T_3 als genügend groß angenommen)

$$i_{e\,20} = \frac{U_B - \frac{u_{AO}}{K_3 K_4}}{\alpha_2 R_2} \quad (11)$$

Den Wert des Widerstandes R_2 kann man bestimmen, indem man von dem niedrigsten erlaubten (vom Standpunkt der Linearität der Tätigkeit des Transistors T_2) Emitterstrom i_{e2T} am Ende des Anstieges des Ablenkstromes

$$i_{e\,2\,T} = \frac{U_B - \frac{u_{AT}}{K_3 K_4}}{\alpha_2 R_2} = i_{e\,2\,min}$$

ausgeht, wobei

$$R_2 = \frac{U_B - \frac{u_{AT}}{K_3 K_4}}{\alpha_2 \, i_{e\,2\,min}} \quad (12)$$

ist.
Wenn man R_2 kennt, kann man den Spannungsverstärkungskoeffizient der Stufe mit dem Transistor T_2

$$K_2 \approx \frac{\alpha_2 r_{k2} R_2}{r_{b2}[r_{e2} + r_{k2}(1-\alpha_2)] + r_{e2} r_{k2}} \quad (13)$$

feststellen. Hierbei sind α_2 die Stromverstärkung, r_{e2}, r_{k2} und r_{b2} der entsprechende Emitter-, Basis- oder Kollektorwiderstand des Transistors T_2.
Damit der Verstärkungskoeffizient K_2 wirklich dem Ausdruck (13) entspricht und nicht von den Arbeitsbedingungen der nachfolgenden Stufe abhängt, ist es notwendig, daß der Eingangswiderstand des Transistors T_3

$$r_{E3} \frac{R_3}{1-\alpha_2} \gg R_2 \quad (14)$$

genügend groß ist.
Die Erfüllung der Bedingung (14) ist auch dafür notwendig, damit das Arbeiten der zweiten Stufe auf den Spannungsteiler R_2

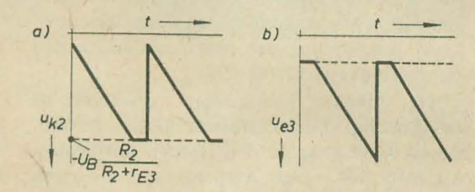


Bild 4: Begrenzung der Sägezahnspannung

und r_{E3} ausgeschlossen ist. Außer der Verringerung des Wechselstromverstärkungskoeffizienten K_2 würde dies zu einer kleineren Ausnutzung der Spannungskennlinien der zweiten Stufe führen. Die maximale negative Kollektorspannung des Transistors T_2 wird durch den Wert

$$E_k \frac{r_{E3}}{R_2 + r_{E3}}$$

(Begrenzung der Sägezahnspannung von unten) begrenzt (Bild 4a).
Wird der Widerstand R_3 zu groß gewählt, kann eine Begrenzung der Sägezahnspannung von oben (vom Anfang) am Ausgang der Stufe mit dem Transistor T_3 entstehen. Den Grund dieser Begrenzung kann man wie folgt erklären:
Den Reststrom I_{CO} des Leistungsendverstärkers mit dem Transistor T_4, (für Transistoren vom Typ P 201 und P 203 bei Zimmertemperatur 50 ··· 100 μA, für Transistoren vom Typ P 4 100 ··· 200 μA) fließt zum Teil durch den Emitterübergang des Transistors T_4, der andere Teil fließt über Ausgangswiderstand der dritten Stufe. Der Transistor T_3 kann sich in einem gesperrten Zustand befinden, und trotzdem entsteht an seinem Emitter eine negative Spannung als Folge des Durchfließens eines Teiles von I_{CO4} über den Widerstand R_3. Soweit die Spannung an der Basis des Transistors T_3 diese negative Spannung am Emitter nicht überschreitet, bleibt der Transistor T_3 gesperrt und die Spannung am Emitter wird eine Begrenzung aufweisen. Um diese zu vermeiden, muß man bei einer maximalen Arbeitstemperatur die Beziehung

$$i_{e\,30} = \frac{u_{AO}}{K_3 \cdot R_3} > I_{CO4\,max} \quad (15)$$

erfüllen.
Zur Erhöhung des Ablenkstromes am Anfang seines Anstieges in der ersten und dritten Stufe ist es zweckmäßig, die Widerstände R_1 und R_3 in den Emitterleitungen an eine

Spannungsquelle $+ U_B$ mit einer wenig positiven Spannung anzuschließen (Bild 3).

Koeffizient der Spannungsausnutzung

Um den maximal möglichen Koeffizienten der Spannungsausnutzung nach Bild 3 zu bestimmen, berücksichtigt man den Teilungsverhältniskoeffizienten $\gamma = R_G/R_L = R_4/R_L$ und den Koeffizienten der maximalen Spannungsausnutzung der Transistorkennlinien (ihre sehr unlinearen Teile ausgenommen). Im gegebenen Fall versteht man unter ξ' die Beziehung

$$\xi' = \frac{U_{C2\,max}}{U_B}$$

wobei $U_{C2\,max}$ die maximale Kollektorspannungsamplitude des Transistors T_2 ist. Da sich der Lastwiderstand mit der Temperatur ändert

$$R_{L\,max} = R_{L20}\,[1 + 0{,}004\,(T_{max} - 20)] \quad (16)$$

und

$$U_{L\,max} = I_L\,R_{L\,max} \quad (17)$$

ist, findet man für ξ_{max}

$$\xi_{max} = \frac{U_{L\,max}}{U_B} \leq \frac{\xi'_{max}}{1-\gamma} \quad (18)$$

Schaltung mit erhöhtem Verstärkungskoeffizienten

Als grundsätzliche Unzulänglichkeiten der Schaltung nach Bild 3 ergeben sich der relativ niedrige Spannungsverstärkungskoeffizient

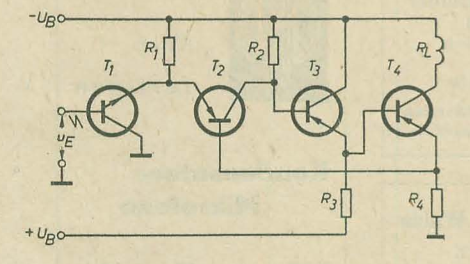


Bild 5: Schaltung mit erhöhtem Verstärkungskoeffizienten

$K_2K_3K_4 < K_2$ und als dessen Folge die schweren Arbeitsbedingungen der Hauptverstärkerstufe mit dem Transistor T_2 infolge der vollen Spannungsausnutzung seiner Kennlinien.

Zur Vergrößerung des Spannungsverstärkungskoeffizienten kann man die Nutzlast (Ablenkspule) in die Kollektorleitung anstatt in die Emitterleitung des Transistors T_4 der Endstufe (Bild 5) schalten; in diesem Falle ist der Spannungsverstärkungskoeffizient der Stufe mit dem Transistor T_4:

$$K_4 = \frac{u_L}{u_{e3}} \approx \frac{\alpha_4 R_L}{r_{e4} + R_4 + r_{b4}(1-\alpha_4)} \gg 1$$

Sind der Kollektor- und Emitterstrom durch die Gleichung $i_k = \alpha i_e + I_{CO}$ verbunden, muß noch eine Bedingung bezüglich der Stabilität des durch die Last fließenden Stromes erfüllt werden. Bei der maximalen Arbeitstemperatur muß der Strom I_{CO4} viel kleiner als der Ablenkstrom zum Anfang seines Anstieges $\alpha_4 I_{e40}$ sein

$$I_{CO4\,max} \ll \alpha_4 I_{e40} \quad (19)$$

In der Schaltung Bild 5 ist der Transistor T_1 ein n-p-n-Typ. Hierdurch ändern sich die Ströme i_{e1} und i_{e2} in der Phase, so daß die Erfüllung der Bedingung (8) erleichtert wird.

Berechnetes Beispiel

Berechnet werden soll eine Schaltung nach Bild 3. Gegeben sind: der Widerstand der Ablenkspule $R_L = 100\,\Omega$; die Amplitude des Ablenkstromes $I_L = 150$ mA; der Bereich der Temperaturänderungen $+ 20 \cdots 70$ °C. Gewählt wird für die Endstufe ein Transistor vom Typ P 201 (202, 203) mit einem Strom $I_{CO} \approx 30\,\mu A$; für die anderen Stufen können Transistoren mit kleiner Leistung von Typ P 13 ··· 16 gewählt werden.

Aus der Gleichung (16) bestimmt man

$$R_{L\,max} = R_{L20}\,[1 + 0{,}004\,(T_{max} - 20)] = 100\,[1 + 0{,}004\,(70 - 20)] = 120\,\Omega$$

Gewählt wird: $\xi' = 0{,}9$; $\gamma = 0{,}1$ ($R_G = R_4 = 10\,\Omega$); den Emitterstrom zum Anfang des Anstieges des Ablenkstromes $i_{e40} = i_{LO}$ legt man gleich Null, obgleich er praktisch nicht kleiner als $0{,}01 \cdot I_L$ sein soll.

Man findet für

$$-U_B = \frac{I_L \cdot R_{L\,max}(1+\gamma)}{\xi'} = \frac{0{,}15 \cdot 120\,(1 + 0{,}1)}{0{,}9} = 22\text{ V}$$

und für

$$U_{A\,max} = I_L \cdot R_{L\,max}\,(1 + \gamma) = 0{,}15 \cdot 120\,(1 + 0{,}1) = 19{,}8\text{ V}$$

Der niedrigste erlaubte Emitterstrom $i_{e2\,min}$ des Transistors T_2 soll 100 μA betragen; Verstärkungskoeffizienten $K_3 \approx K_4 = 1$; $\alpha_2 = 0{,}98$.

Dann ist

$$R_2 = \frac{U_B - U_{A\,max}}{\alpha_2\,i_{e2\,min}} = \frac{22 - 19{,}8}{0{,}98 \cdot 100 \cdot 10^{-6}} \approx 22\text{ k}\Omega$$

und

$$i_{e20} = \frac{U_B}{\alpha_2 R_2} = \frac{22}{0{,}98 \cdot 22 \cdot 10^3} = 1{,}02\text{ mA}$$

Legt man als Mittelwert $r_{k2} = 1{,}5\,M\Omega$; $r_{e2} = 30\,\Omega$; $r_{b2} = 250\,\Omega$, findet man mit Gleichung (13) $K_2 \approx 550$.

Die notwendige Eingangsspannung ist

$$U_E \approx I_L R_L \gamma = 0{,}15 \cdot 100 \cdot 0{,}1 = 1{,}5\text{ V}$$

Wenn man die Beziehung (10) und den Wert des maximal erlaubten Emitterstromes (10 mA) zugrunde legt, ergibt sich[1])

$$i_{e10} = 7{,}5\,i_{e20} = 7{,}5 \cdot 1{,}02 \cdot 10^{-3} = 7{,}14\text{ mA}$$

Mit $+ E = 5$ V wird

$$R_1 = \frac{+U_B}{i_{e10}} = \frac{5}{7{,}14 \cdot 10^{-3}} \approx 680\,\Omega$$

und

$$i_{e1\,T} = \frac{+U_B + u_E}{R_1} = \frac{5 + 1{,}5}{680} = 9{,}5\text{ mA} < i_{e\,max}$$

Zur Verringerung der Kollektorverlustleistung kann die Speisung des Transistors T_1 aus einer Spannungsquelle mit erniedrigter Spannung $- U_B' = 5 \cdots 7$ V erfolgen; diese Spannungsquelle kann auch zur Speisung des steuernden Sägezahngenerators benutzt werden.

Mit

$$r_{E3} = 7{,}5\,R_2 = 7{,}5 \cdot 22 = 160\text{ k}\Omega$$

und $\alpha_3 = 0{,}98$

findet man

$$R_3 \approx r_{E3}\,(1 - \alpha_3) = 160\,(1 - 0{,}98) \approx 3{,}3\text{ k}\Omega$$

sowie

$$i_{e30} = \frac{+U_B}{R_3} = \frac{5}{3{,}3 \cdot 10^3} = 1{,}5\text{ mA} > I_{CO4\,max}$$

Wertet man die relativen Änderungen des durch die Last fließenden Stromes bei 20%iger Änderung des Widerstandes der Ablenkspule und des Spannungsverstärkungskoeffizienten aus, ergibt sich aus den Gleichungen (6) und (7)

$$100 \cdot \left.\frac{\Delta i_L}{i_L}\right|_{K=\text{konst}} = \frac{\Delta R_L}{R_L}\,\frac{1}{1 + \gamma\,(1 + K)} = 20\,\frac{1}{1 + 0{,}1\,(1 + 550)} \approx 0{,}36\,\%$$

und

$$100 \cdot \left.\frac{\Delta i_L}{i_L}\right|_{R_L=\text{konst}} = \frac{\Delta K}{K}\,\frac{1 + \gamma}{1 + \gamma\,(1 + K)} = 20\,\frac{1 + 0{,}1}{1 + 0{,}1\,(1 + 550)} \approx 0{,}4\,\%$$

Zusammenfassung

Es wurde gezeigt, daß einfache Eintaktleistungsverstärker den Forderungen der Ökonomie, Stabilität und Linearität nicht entsprechen. Es wurden Schaltbilder von hochstabilen Ausgangsstufen und ihre Berechnungsmethodik angeführt.

Die experimentelle Überprüfung gab eine gute Übereinstimmung der berechneten und experimentellen Werte. Im Verlauf der Überprüfung wurde die Schaltung einer Erwärmung von 60 ··· 65 °C unterworfen. Es wurden Transistoren ausgewechselt, die eine sehr unterschiedliche Stromverstärkung β (von 20 ··· 100) hatten; der Widerstandswert der Last wurde variiert. Die bei einer hohen Linearität der Ausgangsspannung und einem Koeffizient $\xi \approx 0{,}7 \cdots 0{,}8$ beobachteten Unstabilitäten überstiegen im Mittel nicht 1%, wobei die hauptsächliche Unstabilität gewöhnlich auf den Anfang des Anstieges des Ablenkstromes kam. Dies ist mit einem ungenügend großen Verhältnis $i_{e10}/i_{e20} < 10$, sowie mit der eigenen Unstabilität des Emitterfolgers mit dem Transistor T_1 (Bilder 3 und 5) verbunden, der nicht in die selbsttätige Regelung einbegriffen ist.

Es zeigt sich, daß eine weitere Erhöhung der Stabilität von Zeitablenkgeräten auch auf der Linie einer Erhöhung der Stabilität der steuernden Sägezahngeneratoren geführt werden muß.

Die beschriebenen Schaltungen kann man auf niedrigen Frequenzen als Leistungsverstärker von Signalen mit einem beliebigen Verlauf (Sinusschwingungen, Impulse u. ä.) benutzen. Wendet man zwei Kreise der selbsttätigen Regelung an, kann man Zweitaktschaltungen, die im A-Betrieb arbeiten, konstruieren.

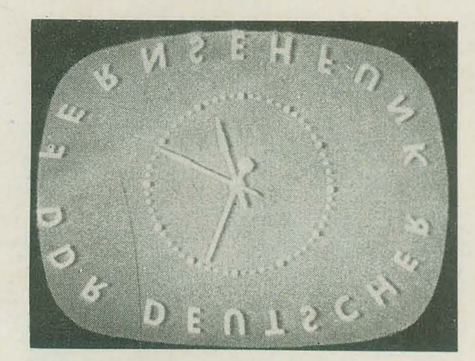
Übersetzung aus Radiotechnika 7 (1961) S. 52

---

[1]) In Wirklichkeit braucht man eine 15- bis 20fache Überhöhung, dann muß man aber als Transistor T_1 einen Leistungstransistor benutzen.

Fernsehbildfehler III

Zusammengestellt von KARL-HEINZ FINKE



Fehler

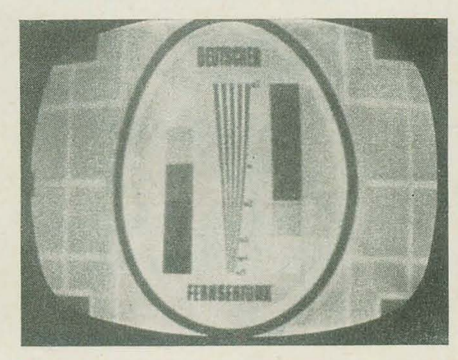
Ober- und Unterteil des Bildes sind vertauscht

Ursache

Anschlüsse für Bildablenkspulen sind falsch angeschlossen

Fehlerbeseitigung

Spulenanschlüsse umtauschen



Fehler

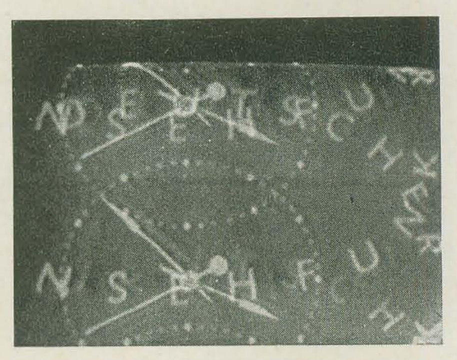
Bildhöhe ist zu groß und läßt sich nicht herunterregeln

Ursache

Gegenkopplung der Bildendstufe defekt

Fehlerbeseitigung

Häufig schlägt ein Kondensator durch, Kondensator auswechseln



Fehler

Bild erscheint mehrmals übereinander

Ursache

Bildfrequenz stimmt nicht

Fehlerbeseitigung

Bildfrequenzgrobregler nachstellen oder — wenn keiner vorhanden — frequenzbestimmende Widerstände verändern, Röhre auswechseln



Fehler

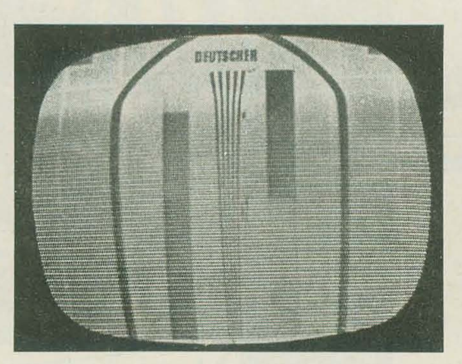
Bild ist nicht in der Mitte

Ursache

Bildlage stimmt nicht

Fehlerbeseitigung

Bildlagescheibe bzw. Bildlagemagnet verändern



Fehler

Bild ab Mitte enorm auseinandergezogen

Ursache

Fehler in der Gegenkopplung der Bildendstufe

Fehlerbeseitigung

Defektes Bauteil auswechseln, Bild ist typisch für defekten Widerstand



Fehler

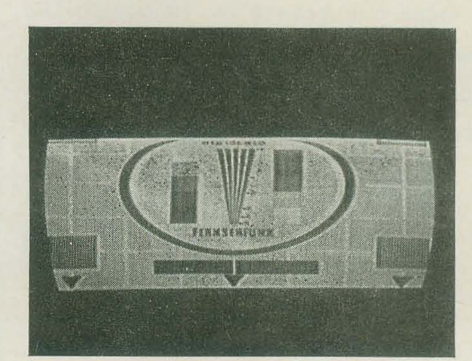
Senkrechte Linien stehen nicht stabil

Ursache

Zeilensynchronisation unstabil

Fehlerbeseitigung

Amplitudensieb, insbesondere dort vorhandene und als Amplitudenbegrenzer arbeitende Dioden untersuchen; Phasenvergleich untersuchen



Fehler

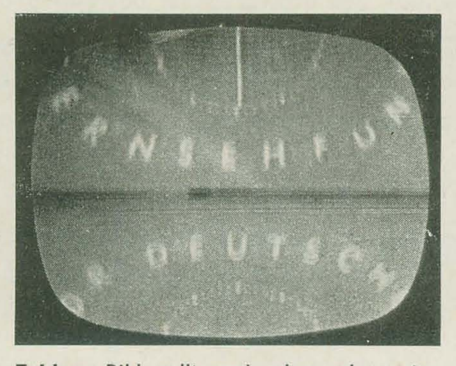
Bildhöhe reicht nicht aus

Ursache

Röhre der Bildkippendstufe hat keine Leistung

Fehlerbeseitigung

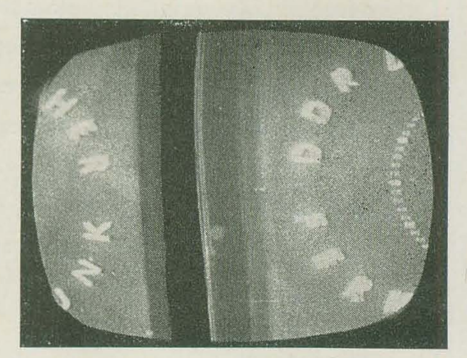
Röhre wechseln



Fehler Bild rollt nach oben oder unten, es rastet nicht

Ursache Bildsynchronisation fehlt

Fehlerbeseitigung Fällt der Sender zu stark ein, Antennenleistung verringern und Regelspannung erhöhen
Weitere Fehlermöglichkeiten liegen in der Videoendstufe, im Amplitudensieb bis zur Einspeisung des Bildimpulses



Fehler

Bild rutscht seitlich weg, rastet nicht

Ursache

Zeilensynchronisation ist ausgefallen

Fehlerbeseitigung

Da das Bild nicht rollt, muß das Amplitudensieb in Ordnung sein; Phasenvergleich untersuchen

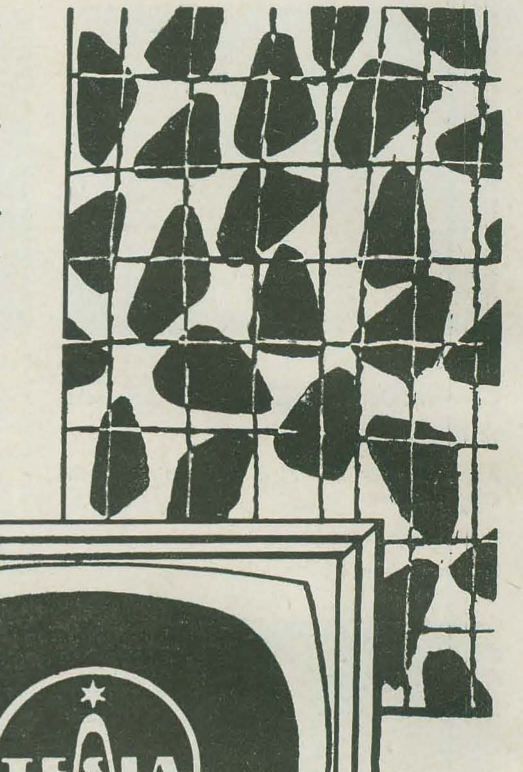
eien Abende angenehm verbringen?



Dies ermöglicht Ihnen der tschechoslowakische Fernsehempfänger

LOTOS-TESLA
4211 U-6

der Sie durch seine Eigenschaften nicht enttäuscht.



TESLA

Fernsehempfänger für den Empfang in 10 Fernsehkanälen der CCIR-Norm im I.-III. Fernsehband. Für das III. Fernsehband ist dieser mit einer Dipolantenne ausgestattet. Die Bildqualität wird mittels eines Klarzeichners geregelt. Die getastete Automatik hält den Schwarzpegel aufrecht und regelt automatisch die Helligkeit. Die Glassicherheitsscheibe sowie der Bildschirm können leicht und rasch gereinigt werden. Das kippbare Chassis erleichtert die Reparaturen. Anwendung gedruckter Schaltungen. Zwei Lautsprecher sorgen für vollendete Wiedergabe. Regelung der Klangfarbe mittels eines Klangregisters. Varistoren stabilisierten die Bildabmessungen.

Importeur:
Heim-Electric Deutsche Export- und Importgesellschaft m. b. H.
Berlin C 2, Liebknechtstraße 14

Exporteur:

KOVO

Praha 7, Třída Dukelských hrdinů 47, Tschechoslowakei

TECHNISCHE ANGABEN

Röhrenbestückung: PCC 88 2×PCF 82, 5×EF 80, PCL 84, FABC 80, PL 84, ECH 81, PCL 82, PCF 82, PL 36, EAA 91, PY 88, DY 86, 431QQ44 (AW 43-88), 2×7 NN 41, 2×3 NN 41, 36 NP 75 (OY 241)
Anzahl der Kreise: 19
Klangregister: Drucktasten
Antenne: 300 Ohm
Bildröhrendiagonale: 53 cm
Ablenkung: 110°
Bildgröße: 472×368 mm
Ausgangsleistung: 2,5 W
Lautsprecher: oval 200×150 mm
Hochtonlautsprecher: 75×50 mm
Netzanschluß: 220 V Wechselstrom
Leistungsaufnahme: 160 W
Abmessungen: 570×530×450 mm
Gewicht: 28 kg